

UNICAMP - UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
FEEC - FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA E DE COMPUTAÇÃO
DSCE - DEPARTAMENTO DE SISTEMAS E CONTROLE DE ENERGIA

Estudo e Aplicação de Filtros Ativos Paralelos para Sistemas Trifásicos com Quatro Fios

Dissertação de Mestrado

Marcelo Gradella Villalva

Orientador

Prof. Dr. Ernesto Ruppert Filho

Banca Examinadora:

Prof. Dr. Azauri Albano de Oliveira Junior - Escola de Engenharia de São Carlos - USP

Prof. Dr. Ernesto Ruppert Filho - FEEC - UNICAMP

Prof. Dr. José Antenor Pomilio - FEEC - UNICAMP

Profa. Dra. Maria Cristina Dias Tavares - FEEC - UNICAMP

Campinas, 10 de março de 2005.

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA
BIBLIOTECA DA ÁREA DE ENGENHARIA - BAE - UNICAMP

V712e Villalva, Marcelo Gradella
Estudo e aplicação de filtros ativos paralelos para
sistemas trifásicos com quatro fios. / Marcelo Gradella
Villalva -- Campinas, SP: [s.n.], 2005.

Orientador: Ernesto Ruppert Filho
Dissertação (Mestrado) - Universidade Estadual de
Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de
Computação.

1. Filtros elétricos ativos. 2. Redes neurais
(Computação). 3. Harmônicos (Ondas elétricas). 4.
Eletrônica de potência. 5. Potência reativa (Engenharia
elétrica). I. Ruppert Filho, Ernesto. II. Universidade
Estadual de Campinas. Faculdade de Engenharia Elétrica e
de Computação. III. Título.

Título em inglês: Development and application of shunt active filters for three-phase four-
wire systems.

Palavras-chave em inglês: Electric filters, active, Neural networks (Computer science)
Harmonics (Electric waves), Power electronics, Reactive power
(Electrical engineering).

Área de concentração: Energia elétrica.

Titulação: Mestre em Engenharia Elétrica.

Banca examinadora: Azauri Albano de Oliveira Junior, José Antenor Pomilio e Maria
Cristina Dias Tavares.

Data da defesa: 10/03/2005.

*Este trabalho foi realizado com recursos
financeiros da FAPESP e com
equipamentos gentilmente doados por
Texas Instruments e Semikron.*

Conteúdo

Resumo	v
Abstract	vi
Lista de figuras	vii
Simbologia	xiv
1 Introdução	1
1.1 Qualidade de energia elétrica	1
1.2 Filtros ativos	3
1.3 Filtro ativo paralelo	4
1.3.1 Compensador de correntes	4
1.3.2 Sistema de controle de correntes	6
1.4 Linhas gerais da dissertação	6
2 Potência em sistemas elétricos trifásicos	8
Introdução	8
2.1 Conceitos convencionais de potência elétrica trifásica	8
2.1.1 Sistemas com tensões senoidais e cargas lineares	8
2.1.2 Sistemas com tensões senoidais e cargas não lineares	13
2.1.3 Sistemas com tensões distorcidas	15
2.2 Teoria de potências instantâneas pq	16
2.2.1 Sistemas equilibrados (sem componentes de sequência zero)	17
2.2.2 Sistemas com componentes de sequência zero	27

2.3	Teoria pq modificada	28
3	Compensação de correntes	31
	Introdução	31
3.1	Método de compensação baseado na teoria pq	31
3.1.1	Simulações	35
3.2	Método de compensação baseado na teoria pq modificada	54
3.2.1	Simulações	56
3.3	Método de compensação com transformação de coordenadas	66
3.3.1	Simulações	68
3.4	Método de compensação com neurônios adaptativos	77
3.4.1	<i>Adaline</i> : funcionamento	77
3.4.2	Série de Fourier com <i>adaline</i>	79
3.4.3	Compensador de correntes com <i>adaline</i>	81
3.4.4	Simulações	85
3.5	Sumário das simulações realizadas	98
4	Controle de correntes	99
	Introdução	99
4.1	Controle de correntes usando comparadores com histerese	101
4.1.1	Controlador de correntes	101
4.1.2	Controlador de tensões	105
4.1.3	Simulações	107
4.2	Controle de correntes usando reguladores lineares	112
4.2.1	Controlador de correntes	112
4.2.2	Modulação de largura de pulsos tridimensional com vetores espaciais	114
4.2.3	Modulação de largura de pulsos com rede neural	120
4.2.4	Simulação	125
5	Trabalhos experimentais	128
	Introdução	128
5.1	Experimento com controle de correntes	128

5.2	Montagem de um filtro ativo	130
5.3	Placas medidoras de corrente	130
5.4	Placa medidora de tensão	135
5.5	Inversor trifásico	136
5.6	Outros componentes do protótipo	138
5.7	Resultados	138
5.7.1	Compensação de correntes usando a teoria <i>pq</i>	140
5.7.2	Compensação seletiva de correntes usando <i>adalines</i>	145
6	Conclusões	151
A	Transformações de variáveis	156
A.1	Transformações $abc \leftrightarrow \alpha\beta 0$	156
A.1.1	Em sistemas equilibrados	156
A.1.2	Em sistemas desequilibrados	157
B	<i>PLL: phase-locked loop</i>	159
B.1	Funcionamento do <i>PLL</i>	159
B.2	Sincronismo das três fases do sistema	160
B.3	Algoritmo do <i>PLL</i>	160
B.4	Resultados práticos com o <i>PLL</i>	162
C	Programas implementados no <i>DSP</i>	163
C.1	Compensação de correntes com a teoria <i>pq</i> e controle de correntes	164
C.2	Compensação de correntes com <i>adalines</i> e controle de correntes	169
	Bibliografia	178

Resumo

O tema da qualidade de energia elétrica adquiriu grande importância em anos recentes. O número crescente de cargas baseadas em conversores eletrônicos criou a preocupação com a distorção harmônica em sistemas de energia elétrica. Qualidade de energia é um assunto importante tanto para as companhias distribuidoras e geradoras de energia elétrica como para os consumidores. A poluição harmônica pode causar sérios problemas às companhias e aos consumidores. Alguns dos possíveis problemas são a instabilidade na operação do sistema, distorções de tensão, perdas de energia, interferência eletromagnética e ressonâncias perigosas.

A utilização de equipamentos para eliminação de harmônicos tornou-se necessária e são diversas as soluções possíveis. Tradicionalmente se utilizam filtros passivos do tipo série ou paralelo. Esses filtros apresentam como desvantagem suas grandes dimensões, seu custo elevado, elevadas perdas de energia, pouca eficácia, dependência da interação com parâmetros do sistema e risco de introdução de novas frequências de ressonância.

O desenvolvimento recente da eletrônica de potência e do processamento digital de sinais tornou possível a utilização de filtros ativos de potência, que são condicionadores eletrônicos de energia. Filtros ativos de potência podem ser utilizados para realizar a filtragem de harmônicos em sistemas elétricos, sem os problemas apresentados pelos dispositivos passivos. Filtros ativos série são utilizados para eliminar distorções de tensão e filtros ativos paralelos são usados para eliminar correntes harmônicas originadas por carga não lineares. Esses últimos podem ainda ser usados para corrigir o fator de potência e para equilibrar as correntes de linha em sistemas desbalanceados com quatro fios.

Este trabalho estuda a aplicação de filtros ativos paralelos a sistemas trifásicos com quatro fios. São estudadas teorias de potências, métodos de compensação de harmônicos e sistemas de controle. A principal contribuição do trabalho está no emprego de um método seletivo de compensação de correntes baseado em redes neurais adaptativas, além do estudo do emprego de redes neurais no controle de correntes. Esses e outros assuntos foram experimentalmente comprovados com um protótipo de filtro ativo construído em laboratório.

Abstract

Electricity power quality has gained increased importance in the past few years. The growing number of power electronics-based loads has created a preoccupation about harmonic distortion in electric systems. Electricity power quality is an important issue both for energy utilities and consumers. Harmonic pollution may cause severe problems to electricity utilities and consumer networks such as system instability, voltage distortions, power losses, electromagnetic interference and harmful resonances.

The use of harmonic filtering equipment has become necessary and many solutions have been studied. Traditional passive devices such as tuned shunt filters and series reactors present disadvantages such as bulky sizes, high costs, increased losses, small effectiveness, dependence on the parameters of the electric system and yet more risk of resonance with other elements of the network.

Recent developments in the major of power electronics and digital processing have made possible the application of electronic power conditioners such as series and shunt active filters. Active power filters may be used to overcome the drawbacks of passive devices. Series active power filters are used to reduce voltage distortions of electric systems. Shunt active power filters are used to mitigate harmonic currents originated by nonlinear loads. The latter may be also used for increasing power factor and for balancing line currents in four-wire systems with unbalanced loads.

This work is concerned with the application of shunt active power filters to three-phase four-wire electric systems. Power theories, compensation methods and control systems are discussed. The application of a selective compensation method based on adaptive neural networks and the employment of a neural network in the current controller are the main contributions of this work. These and other subjects were experimentally tested with a prototype of an active power filter built in laboratory.

Lista de Figuras

1.1	Esquema de um filtro ativo paralelo trifásico para sistemas com quatro fios.	5
2.1	Tensão, corrente e potência instantâneas da fase a	10
2.2	Potência instantânea da fase a	10
2.3	Parcela I da potência instantânea da fase a	11
2.4	Parcela II da potência instantânea da fase a	11
2.5	Potências instantâneas das fases a , b e c	13
2.6	Representação vetorial das potências S , P , Q e H	15
2.7	Corrente i_a , corrente i_a^p , corrente i_a^q e tensão v_a	20
2.8	Potências instantâneas p_α^q e p_β^q	21
2.9	Potências instantâneas p_α^p e p_β^p	21
2.10	Retificador trifásico não controlado com carga resistiva.	22
2.11	Correntes i_a , i_b e i_c	22
2.12	Potência instantânea p e seu valor médio \bar{p}	22
2.13	Potência instantânea q e seu valor médio \bar{q}	23
2.14	Potência reativa p_α^q	24
2.15	Potência reativa p_β^q	25
2.16	Potências ativas p_α^p e p_β^p	25
2.17	Correntes i_a^p , $i_a^{\bar{p}}$ e $i_a^{\bar{p}}$	26
2.18	Correntes i_a^q , $i_a^{\bar{q}}$ e $i_a^{\bar{q}}$	26
3.1	Separação dos componentes contínuos e oscilatórios das potências com filtros passa-baixas.	33
3.2	Esquema de filtro ativo paralelo trifásico com quatro fios usado nas simulações.	36
3.3	Carga não linear usada nas simulações.	37

3.4	Controlador de correntes com reguladores PI.	37
3.5	Simulação 1 - determinação das correntes de compensação usando a teoria pq	38
3.6	Tensões distorcidas da fonte.	39
3.7	Simulação 1 - potências da carga.	39
3.8	Simulação 1 - potências do filtro ativo.	40
3.9	Simulação 1 - potências da fonte.	40
3.10	Simulação 1 - correntes da carga.	41
3.11	Simulação 1 - correntes de compensação do filtro ativo.	41
3.12	Simulação 1 - correntes compensadas da fonte.	42
3.13	Simulação 1 - correntes i_{S_a} e i_{C_a} nos instantes iniciais.	43
3.14	Simulação 2 - determinação das correntes de compensação.	43
3.15	Simulação 2 - potências da carga.	44
3.16	Simulação 2 - potências do filtro ativo.	45
3.17	Simulação 2 - potências da fonte.	45
3.18	Simulação 2 - correntes da carga.	46
3.19	Simulação 2 - correntes de compensação do filtro ativo.	46
3.20	Simulação 2 - correntes compensadas da fonte.	47
3.21	Simulação 2 - correntes i_{S_a} e i_{C_a} nos instantes iniciais.	47
3.22	Simulação 3 - tensões senoidais da fonte.	48
3.23	Simulação 3 - potências da carga.	49
3.24	Simulação 3 - potências do filtro ativo.	49
3.25	Simulação 3 - potências da fonte.	50
3.26	Simulação 3 - correntes da carga.	50
3.27	Simulação 3 - correntes de compensação do filtro ativo.	51
3.28	Simulação 3 - correntes compensadas da fonte.	51
3.29	Simulação 3 - correntes i_{S_a} e i_{C_a} nos instantes iniciais.	52
3.30	Simulação 3 - espectro de frequências de i_{L_a}	52
3.31	Simulação 3 - espectro de frequências de i_{C_a}	53
3.32	Simulação 3 - espectro de frequências de i_{S_a}	53
3.33	Simulação 3 - determinação das correntes de compensação com PLL	54
3.34	Simulação 4 - determinação das correntes de compensação.	57

3.35	Simulação 4 - potências da carga.	57
3.36	Simulação 4 - potências do filtro ativo.	58
3.37	Simulação 4 - potências da fonte.	58
3.38	Simulação 4 - correntes de carga.	59
3.39	Simulação 4 - correntes de compensação do filtro ativo.	59
3.40	Simulação 4 - correntes compensadas da fonte.	60
3.41	Simulação 4 - correntes i_{S_a} e i_{C_a} nos instantes iniciais.	60
3.42	Simulação 5 - potências da carga.	61
3.43	Simulação 5 - potências do filtro ativo.	62
3.44	Simulação 5 - potências da fonte.	62
3.45	Simulação 5 - correntes de carga.	63
3.46	Simulação 5 - correntes de compensação do filtro ativo.	63
3.47	Simulação 5 - correntes compensadas da fonte.	64
3.48	Simulação 5 - correntes i_{S_a} e i_{C_a} nos instantes iniciais.	64
3.49	Simulação 5 - espectro de frequências de i_{L_a}	65
3.50	Simulação 5 - espectro de frequências de i_{C_a}	65
3.51	Simulação 5 - espectro de frequências de i_{S_a}	65
3.52	Transformação de tensões trifásicas abc para o sistema $\alpha\beta$	67
3.53	Transformação de tensões do sistema estacionário $\alpha\beta$ para o sistema síncrono dq	67
3.54	Simulação 6 - determinação das correntes de compensação.	69
3.55	Simulação 6 - correntes da carga.	69
3.56	Simulação 6 - correntes de compensação do filtro ativo.	70
3.57	Simulação 6 - correntes compensadas da fonte.	70
3.58	Simulação 6 - correntes de carga no sistema dq	71
3.59	Simulação 6 - correntes i_{S_a} e i_{C_a} nos instantes iniciais.	71
3.60	Simulação 6 - espectro de frequências de i_{L_a}	72
3.61	Simulação 6 - espectro de frequências de i_{C_a}	72
3.62	Simulação 6 - espectro de frequências de i_{S_a}	72
3.63	Simulação 7 - correntes da carga.	73
3.64	Simulação 7 - correntes de compensação do filtro ativo.	74
3.65	Simulação 7 - correntes compensadas da fonte.	74

3.66	Simulação 7 - correntes de carga no sistema dq .	75
3.67	Simulação 7 - correntes i_{S_a} e i_{C_a} nos instantes iniciais.	75
3.68	Simulação 7 - espectro de frequências de i_{L_a} .	76
3.69	Simulação 7 - espectro de frequências de i_{C_a} .	76
3.70	Simulação 7 - espectro de frequências de i_{S_a} .	76
3.71	Neurônio linear ou elemento linear adaptativo (<i>adaline</i>).	78
3.72	Aproximação com série de Fourier do sinal y_d usando <i>adaline</i> .	81
3.73	Compensador de correntes baseado em neurônios <i>adaline</i> .	84
3.74	Simulação 8 - correntes de carga.	85
3.75	Simulação 8 - correntes de compensação do filtro ativo.	86
3.76	Simulação 8 - correntes compensadas da fonte.	86
3.77	Simulação 8 - correntes i_{S_a} e i_{C_a} nos instantes iniciais.	87
3.78	Simulação 8 - correntes i_{L_a} (medida), corrente \hat{i}_{L_a} (estimada) e erro ε da <i>adaline a</i> .	87
3.79	Simulação 8 - espectro de frequências de i_{L_a} .	88
3.80	Simulação 8 - espectro de frequências de i_{C_a} .	88
3.81	Simulação 8 - espectro de frequências de i_{S_a} .	88
3.82	Simulação 9 - correntes da carga.	89
3.83	Simulação 9 - correntes de compensação do filtro ativo.	90
3.84	Simulação 9 - correntes compensadas da fonte.	90
3.85	Simulação 9 - correntes i_{S_a} e i_{C_a} nos instantes iniciais.	91
3.86	Simulação 9 - correntes i_{L_a} (medida), corrente \hat{i}_{L_a} (estimada) e erro ε da <i>adaline a</i> .	91
3.87	Simulação 9 - correntes i_{S_a} e i_{C_a} com mudança na carga.	92
3.88	Simulação 9 - correntes i_{L_a} (medida), corrente \hat{i}_{L_a} (estimada) e erro ε da <i>adaline a</i> com mudança na carga.	92
3.89	Simulação 9 - espectro de frequências de i_{L_a} .	93
3.90	Simulação 9 - espectro de frequências de i_{C_a} .	93
3.91	Simulação 9 - espectro de frequências de i_{S_a} .	93
3.92	Simulação 10 - correntes da carga.	94
3.93	Simulação 10 - correntes de compensação do filtro ativo.	95
3.94	Simulação 10 - correntes compensadas da fonte.	95
3.95	Simulação 10 - espectro de frequências de i_{L_a} .	96
3.96	Simulação 10 - espectro de frequências de i_{C_a} .	96

3.97	Simulação 10 - espectro de frequências de i_{S_a} .	96
4.1	Sistema de controle de correntes.	100
4.2	Inversor fonte de tensão com três pernas.	101
4.3	Controlador de correntes com histerese.	102
4.4	Vetores espaciais (com coordenadas em pu) das tensões de fase do inversor.	103
4.5	Comparador com histerese.	103
4.6	Comportamento do comparador com histerese.	104
4.7	Banda de histerese.	104
4.8	Controlador de tensões.	106
4.9	Tensões dos capacitores.	106
4.10	Simulação 11 - correntes do eixo α com $\delta = 2$.	107
4.11	Simulação 11 - correntes do eixo β com $\delta = 2$.	108
4.12	Simulação 11 - correntes do eixo 0 com $\delta = 2$.	108
4.13	Simulação 11 - correntes sintetizadas nos indutores de acoplamento com $\delta = 2$.	109
4.14	Simulação 12 - correntes do eixo α com $\delta = 0,5$.	110
4.15	Simulação 12 - correntes do eixo β com $\delta = 0,5$.	110
4.16	Simulação 12 - correntes do eixo 0 com $\delta = 0,5$.	111
4.17	Simulação 12 - correntes sintetizadas nos indutores de acoplamento com $\delta = 0,5$.	111
4.18	Simulação 12 - correntes de referência e correntes controladas no sistema $\alpha\beta 0$ com $\delta = 0,5$.	112
4.19	Controlador de correntes com reguladores lineares.	113
4.20	Setores hexagonais do plano $\alpha\beta$	115
4.21	Geração dos pulsos de acionamento do inversor (setor I).	119
4.22	Caixa preta (rede neural) treinada para substituir um sistema complexo.	120
4.23	Rede neural de duas camadas.	121
4.24	Entradas a que foram submetidos o algoritmo de modulação original e a rede neural.	123
4.25	Saídas t_a , t_b e t_c (normalizadas com ΔT_{mfp}) obtidas pelo algoritmo original de modulação e pela rede neural treinada (os sinais estão superpostos).	124
4.26	Erro absoluto entre as saídas do algoritmo original e as saídas da rede neural treinada.	124
4.27	Simulação 13 - correntes do eixo α .	125
4.28	Simulação 13 - correntes do eixo β .	126

4.29	Simulação 13 - correntes do eixo 0.	126
4.30	Simulação 13 - correntes sintetizadas nos indutores de acoplamento.	127
4.31	Simulação 13 - correntes de referência e correntes controladas no sistema $\alpha\beta 0$	127
5.1	Esquema para teste do sistema de controle de correntes.	129
5.2	Corrente de referência (canal 2) e corrente controlada (canal 1) com regulares lineares. (4A/div)	129
5.3	Corrente de referência e corrente controlada (superpostas) com regulares lineares. (4A/div)	130
5.4	Esquema do filtro ativo paralelo trifásico implementado em laboratório.	131
5.5	Organização da montagem experimental.	132
5.6	Visão geral do protótipo construído em laboratório.	133
5.7	Placa com transdutores de corrente.	134
5.8	Placa com transdutores de corrente.	134
5.9	Circuito condicionador dos sinais de corrente.	135
5.10	Placa com transdutores de tensão.	135
5.11	Circuito condicionador dos sinais de tensão.	136
5.12	Inversor de tensão Semikron.	136
5.13	Placa de conexão entre o inversor e o <i>DSP</i>	137
5.14	Fontes de alimentação isoladas para os circuitos acionadores do inversor.	137
5.15	Placa com conversores digital-analógicos.	138
5.16	Indutores de acoplamento usados no sistema de controle de correntes.	139
5.17	Retificadores monofásicos de potência.	139
5.18	Carga não linear usada nos experimentos.	139
5.19	Correntes de carga não lineares. (4A/div)	140
5.20	Correntes de compensação injetadas pelo filtro ativo. (4A/div)	141
5.21	Correntes compensadas. (4A/div)	141
5.22	Corrente da carga, corrente de compensação calculada e corrente compensada. (4A/div)	141
5.23	Corrente da carga, corrente de compensação injetada e corrente compensada. (4A/div)	142
5.24	Corrente do neutro da fonte (antes da compensação) e corrente compensada. (4A/div)	142
5.25	Espectros de frequências: corrente da carga, corrente de compensação calculada e corrente compensada.	142
5.26	Espectros de frequências: corrente da carga, corrente de compensação injetada e corrente compensada.	143
5.27	Simulação: correntes da carga.	143

5.28	Simulação: correntes do filtro.	144
5.29	Simulação: correntes compensadas da fonte.	144
5.30	Correntes de carga não lineares. (4A/div)	145
5.31	Correntes de compensação injetadas pelo filtro ativo. (4A/div)	146
5.32	Correntes compensadas. (4A/div)	146
5.33	Corrente da carga, corrente de compensação calculada e corrente compensada. (4A/div)	147
5.34	Corrente da carga, corrente de compensação injetada e corrente compensada. (4A/div)	147
5.35	Corrente do neutro da fonte (antes da compensação) e corrente compensada. (4A/div)	148
5.36	Espectros de frequências: corrente da carga, corrente de compensação calculada e corrente compensada.	148
5.37	Espectros de frequências: corrente da carga, corrente de compensação injetada e corrente compensada.	148
5.38	Simulação: correntes da carga.	149
5.39	Simulação: correntes do filtro.	149
5.40	Simulação: correntes compensadas da fonte.	150
B.1	Esquema do sistema de <i>PLL</i>	160
B.2	Obtenção dos sinais de sincronismo das três fases do sistema.	160
B.3	Componente fundamental (canal 2, sem escala) da tensão da fonte com o <i>PLL</i>	162
B.4	Ângulo θ (canal 2, sem escala) do componente fundamental da tensão da fonte com o <i>PLL</i>	162
C.1	Placa de desenvolvimento com o <i>DSP</i> TMX320F2812.	163

Símbolos e abreviaturas

Índices

a, b, c : Fases a , b e c .

n : Neutro.

α, β : Variáveis dos eixos α e β .

0 : Componente de seqüência zero.

d, q : Variáveis dos eixos d (direto) e q (em quadratura).

L : Carga (*load*).

C : Filtro ativo (compensação).

S : Fonte (*source*).

mlp : Modulação de largura de pulsos.

Tensões

v : Tensão instantânea [V].

V_n : Tensão eficaz na n -ésima frequência harmônica [V].

V : Tensão eficaz total [V].

V_{C1}, V_{C2} : Tensões nos capacitores C_1 e C_2 [V].

V_{DC} : Tensão no barramento de tensão contínua [V].

Correntes

i : Corrente instantânea [A].

\bar{i} : Parcela contínua da corrente instantânea [A].

\tilde{i} : Parcela harmônica da corrente instantânea [A].

I_n : Corrente eficaz na n -ésima frequência harmônica [A].

I : Corrente eficaz total [A].

i_α^p : Corrente ativa instantânea do eixo α [A].

i_α^q : Corrente reativa instantânea do eixo α [A].

i_β^p : Corrente ativa instantânea do eixo β [A].

i_β^q : Corrente reativa instantânea do eixo β [A].

i^p : Corrente ativa instantânea [A].

i^q : Corrente reativa instantânea [A].

$i^{\bar{p}}$: Corrente ativa instantânea fundamental [A].

$i^{\bar{q}}$: Corrente reativa instantânea fundamental [A].

$i^{\tilde{p}}$: Corrente ativa instantânea harmônica [A].

$i^{\tilde{q}}$: Corrente reativa instantânea harmônica [A].

\hat{i} : Corrente estimada [A].

Δi : Desvio de corrente [A].

Potências

p : Potência instantânea [W].

$p_{3\phi}$: Potência instantânea trifásica [W].

q : Potência instantânea imaginária [VAr].

P : Potência ativa convencional [W].

Q : Potência reativa convencional [VAr].

S : Potência aparente convencional [VA].

H : Potência harmônica convencional [W].

$P_{3\phi}$: Potência ativa convencional trifásica [W].

$Q_{3\phi}$: Potência reativa convencional trifásica [VAr].

$S_{3\phi}$: Potência aparente convencional trifásica [VA].

\bar{p} : Parcela contínua da potência instantânea [W].

\tilde{p} : Parcela harmônica da potência instantânea [W].

\bar{q} : Parcela contínua da potência instantânea imaginária [VAi].

\tilde{q} : Parcela harmônica da potência instantânea imaginária [VAi].

\tilde{p}_0 : Potência instantânea de sequência zero oscilante [W].

\tilde{P} : Valor eficaz de \tilde{p} [W].

\tilde{Q} : Valor eficaz de \tilde{q} [VAi].

Parâmetros elétricos

R : Resistência elétrica [Ω].

L : Indutância elétrica [H].

C : Capacitância elétrica [F].

Miscelânea

φ_n : Ângulo de deslocamento da corrente na n -ésima frequência harmônica [rad].

ω : Velocidade angular [rad/s].

$T_{abc \rightarrow \alpha\beta}$: Matriz de transformação do sistema abc para o sistema $\alpha\beta$.

$T_{\alpha\beta \rightarrow abc}$: Matriz de transformação do sistema $\alpha\beta$ para o sistema abc .

$T_{abc \rightarrow \alpha\beta 0}$: Matriz de transformação do sistema abc para o sistema $\alpha\beta 0$.

$T_{\alpha\beta 0 \rightarrow abc}$: Matriz de transformação do sistema $\alpha\beta 0$ para o sistema abc .

A_n, B_n : Termos da série de Fourier na n -ésima frequência harmônica.

\mathbf{X} : Vetor de entradas da rede neural.

\mathbf{W} : Vetor de pesos da rede neural.

α : Taxa de aprendizagem da rede neural.

y : Saída da rede neural.

\mathbf{Y} : Vetor de saídas da rede neural.

y_d : Saída desejada da rede neural.

ε : Erro.

C_H : Saída do comparador com histerese.

u : Saída de um regulador ou controlador.

T_s : Intervalo de amostragem ou de discretização [s].

T_{mlp} : Intervalo de discretização da modulação de largura de pulsos [s].

f_{mlp} : Frequência da modulação de largura de pulsos (Hz).

φ_v : Ângulo de deslocamento de fase [rad].

N : Número de termos ou componentes de uma série.

FP_1 : Fator de potência fundamental.

FP : Fator de potência total.

FD : Fator de distorção harmônica.

DHT_i : Distorção harmônica total de corrente.

DHT_v : Distorção harmônica total de tensão.

PLL : *Phase-locked loop*.

DSP : *Digital signal processor*.

adaline : *Adaptive linear element*.

PI: Proporcional e integral.

$S_1 \cdots S_6$: Transistores que compõem o inversor ou seus sinais de acionamento.

δ : Parâmetro que determina a largura de uma banda de histerese.

k_p : Ganho proporcional.

k_i : Ganho integral.

$\omega_{c_{mf}}$: Frequência de *crossover* em malha fechada [rad/s].

ϕ_m : Margem de fase [rad].

k_{mlp} : Ganho da modulação de largura de pulsos.

Δ_T : Intervalo de tempo [s].

Capítulo 1

Introdução

1.1 Qualidade de energia elétrica

A intensificação do uso de cargas não lineares tem causado o aumento da circulação de correntes harmônicas nos sistemas de energia elétrica. Entende-se por carga não linear todo e qualquer aparelho ou equipamento que, alimentado com tensões senoidais, origina correntes não senoidais.

A maior parte dos equipamentos eletro-eletrônicos de uso doméstico apresenta comportamento não linear. Televisores, lâmpadas com reatores eletrônicos ou eletromagnéticos, computadores e outros aparelhos são responsáveis pela circulação de correntes harmônicas no sistema elétrico. Embora isoladamente esses equipamentos causem efeitos imperceptíveis nos pontos de consumo local, sua influência global pode revelar-se danosa para a rede elétrica. Num passado não muito distante a energia elétrica em ambiente doméstico era utilizada quase totalmente para alimentar cargas lineares como aquecedores resistivos, motores e lâmpadas incandescentes. A iluminação fluorescente, com circuitos eletrônicos não lineares, tem uso cada vez mais intenso nos dias atuais. Os eletrodomésticos mais modernos são hoje equipados com acionadores de velocidade variável, dispositivos altamente não lineares. O aquecimento elétrico, que antes empregava unicamente resistores, agora utiliza chaves eletrônicas para a regulação da temperatura.

Além do crescimento recente do número de equipamentos não lineares de uso doméstico, o emprego generalizado de conversores eletrônicos de potência de uso industrial há muito tempo vem causando a circulação de correntes harmônicas nos sistemas de energia elétrica. Controladores de motores com velocidade variável, retificadores, fornos elétricos, ciclo-conversores e máquinas de solda são apenas alguns exemplos de equipamentos que geram grandes quantidades de correntes harmônicas.

A eletrônica de potência em anos recentes beneficiou-se muito do avanço da tecnologia de chaves semicondutoras de

potência e do barateamento e do desenvolvimento dos processadores digitais. Técnicas de controle, das mais simples às mais sofisticadas, permitem a construção de equipamentos eletrônicos de potência para iluminação, motorização, aquecimento e diversas outras aplicações que originam correntes harmônicas e assim poluem os sistemas de energia elétrica.

Correntes harmônicas originadas por cargas não lineares, quando circulam pela rede elétrica, deterioram a qualidade da energia elétrica e causam problemas para consumidores e para concessionárias de energia elétrica. Dentre os possíveis problemas causados pelas correntes harmônicas podem-se citar a sobrecarga das linhas, o aumento das correntes de neutro, ressonâncias em bancos de capacitores, vibrações mecânicas audíveis em equipamentos, aquecimento e envelhecimento precoce de máquinas elétricas, interferências eletromagnéticas conduzidas e induzidas, deformação das tensões de alimentação do sistema elétrico e perdas de energia.

Os problemas citados acima, que podem estar presentes em ambientes domésticos e, sobretudo, em ambientes comerciais e industriais, onde é mais elevada a quantidade de aparelhos geradores de correntes harmônicas, tornam-se mais preocupantes em lugares onde são utilizados aparelhos sensíveis. Interferências eletromagnéticas e deformações nas tensões da rede podem ser prejudiciais para aparelhos de precisão, aparelhos hospitalares e equipamentos usados em sistemas embarcados. Um exemplo de ambiente onde equipamentos sensíveis podem sofrer com os efeitos das correntes harmônicas são as embarcações marítimas. A proteção de sistemas eletrônicos de navegação e de equipamentos militares requer que os níveis de distorção harmônica fiquem abaixo de certos limites de segurança pré-estabelecidos [1, 2].

No Brasil e no resto do mundo o interesse pela qualidade da energia elétrica é crescente. Embora aqui ainda não existam deliberações sobre o assunto há pesquisadores atualmente trabalhando com este tema e já se tem notícia da eliminação de correntes harmônicas por meio de filtros ativos que, mesmo importados, são vendidos no mercado nacional.

Tanto consumidores como fornecedores de energia elétrica devem estar preocupados com a poluição harmônica causada por cargas não lineares e devem atentar aos perigos citados anteriormente, que incondicionalmente traduzem-se em perdas econômicas. Os fornecedores devem estar atentos aos impactos que as correntes harmônicas podem causar na operação dos sistemas de geração, transmissão e distribuição de energia elétrica. Ressonâncias, redução de margens de estabilidade, sobrecargas, torques pulsantes nos geradores, perdas elevadas em transformadores e em linhas são problemas que as companhias de energia elétrica devem enfrentar cada vez mais, à medida que o uso de cargas não lineares aumenta. Na qualidade do serviço oferecido pelas companhias também deve haver preocupação quanto à existência de correntes harmônicas, pois podem causar deformações acima de limites aceitáveis nas tensões fornecidas pela companhias aos consumidores.

Que medidas corretivas devem ou deverão ser tomadas é inquestionável. Resta saber quem são os maiores prejudicados ou quem deverá pagar a conta: consumidores ou fornecedores de energia elétrica. Para os pequenos consumidores pode ser difícil impor restrições para a geração de correntes harmônicas. Nesse caso, a menos que regras rigorosas venham a ser impostas, será difícil fazer com que medidas para a eliminação ou a redução de harmônicos sejam tomadas, pois os resultados

econômicos podem não ser muito visíveis em curto prazo. Para os grandes consumidores industriais, devido à dimensão dos estragos causados pela circulação de correntes harmônicas intensas, é mais fácil identificar a necessidade da instalação de equipamentos para filtragem, embora não se possa dizer, em princípio, se a obrigação fica por conta do consumidor ou da companhia de fornecimento de energia. Os problemas causados pela poluição harmônica podem traduzir-se em perdas econômicas para os grandes consumidores e para as empresas de energia elétrica, o que pode vir a ser motivo necessário e suficiente para que medidas corretivas sejam tomadas.

1.2 Filtros ativos

Tradicionalmente filtros passivos são empregados para a eliminação de correntes harmônicas e para a elevação do fator de potência das instalações elétricas. Todavia a utilização de filtros passivos apresenta diversos empecilhos. Filtros passivos podem tornar-se, dependendo da aplicação, demasiadamente grandes e caros. Além disso as características da filtragem passiva dependem da interação com as impedâncias da rede, podendo ocasionar ressonâncias com outros elementos da rede elétrica [3]. Mudanças de carga e mudanças nas características da rede elétrica podem tornar inúteis ou danosos (devido aos riscos de ressonância) filtros passivos inicialmente projetados para operar em outras condições.

Filtros ativos são equipamentos eletrônicos capazes de atenuar ou eliminar correntes e tensões harmônicas presentes em sistemas elétricos que alimentam cargas não lineares. Filtros ativos já são empregados com êxito por consumidores e por fornecedores de energia elétrica [4]. Os consumidores os empregam para eliminar das suas instalações os problemas relativos à circulação de correntes harmônicas, além de balancear as correntes de fase e elevar o fator de potência da instalação. Os fornecedores utilizam filtros ativos sobretudo para reduzir deformações de tensão e para elevar o amortecimento de oscilações, melhorando a estabilidade de operação do sistema elétrico. É possível que, com a crescente preocupação com a qualidade da energia elétrica, o uso de filtros ativos torne-se amplo e obrigatório em todo o mundo. A referência [5] relata o uso de filtros ativos incorporados, pelos próprios fabricantes, a equipamentos que tradicionalmente originam grandes correntes harmônicas. Num futuro não muito longínquo, quando recomendações sobre as limitações de distorções harmônicas tornarem-se normas obrigatórias, aparelhos e equipamentos eletrônicos deverão estar preparados, seja com técnicas de controle apropriadas ou com a incorporação de filtros ativos de potência [5], para satisfazer exigências impostas sobre limites de distorção.

Os filtros ativos podem ser do tipo paralelo ou série [4]. Os filtros série são restauradores de tensão, têm a função de eliminar distorções nas tensões do sistema elétrico. Os filtros ativos do tipo paralelo são restauradores de corrente, têm a função de eliminar os componentes harmônicos das correntes elétricas, impedindo sua circulação pela rede elétrica. Existem ainda os filtros híbridos, que combinam as duas funções [4]. Este trabalho trata unicamente dos filtros paralelos, que funcionam como fontes de corrente conectadas em derivação com o sistema elétrico. Sua função é injetar, no ponto de conexão do sistema

elétrico com a carga, correntes de compensação capazes de atenuar ou eliminar correntes harmônicas originadas por cargas não lineares. Adicionalmente os filtros ativos paralelos podem ser usados para o balanceamento de fases e para a compensação de reativos, conseqüentemente elevando o fator de potência da instalação elétrica.

1.3 Filtro ativo paralelo

A figura 1.1 mostra o esquema simplificado de um filtro ativo paralelo com quatro fios conectado a um sistema trifásico com neutro. Esse esquema será estudado em detalhes nos próximos capítulos deste trabalho.

Grande parte da literatura técnica sobre filtros ativos trata unicamente de sua aplicação em sistemas trifásicos equilibrados. Contudo, é grande o número de instalações elétricas dotadas de um condutor neutro, e em muitas delas existe desequilíbrio entre as correntes de fase, causado principalmente pela presença de numerosas cargas monofásicas [5].

O filtro ativo paralelo trifásico é composto de duas partes básicas: um compensador de correntes e um sistema de controle de correntes. O filtro é conectado à instalação elétrica através de indutores de acoplamento por onde passam as correntes sintetizadas pelo sistema de controle de correntes, que funciona como uma fonte de corrente controlada. O neutro do sistema elétrico é ligado ao centro do barramento de tensão contínua do inversor, que é composto por dois capacitores.

1.3.1 Compensador de correntes

A função do compensador de correntes é determinar as correntes de compensação que são injetadas pelo filtro ativo no sistema elétrico. As correntes podem ser determinadas de acordo com o tipo de compensação desejado, que pode visar à eliminação de potências reativas, ao balanceamento de fases (pela eliminação das correntes de sequência zero que circulam na fonte) ou à eliminação de correntes harmônicas. Capítulos posteriores estudarão a determinação das correntes de compensação necessárias para a eliminação de harmônicos, reativos e desequilíbrios de correntes.

Existem diversas abordagens para o cálculo das correntes de compensação: detecção das correntes harmônicas da carga, detecção das correntes harmônicas da fonte elétrica e detecção dos componentes harmônicos das tensões da fonte. Os dois primeiros métodos são adequados para filtros ativos instalados nas proximidades de cargas produtoras de correntes distorcidas, o terceiro é indicado para filtros instalados em sistemas de distribuição onde as cargas poluidoras não são facilmente identificáveis [4]. Neste trabalho utiliza-se a compensação baseada na detecção das correntes de carga, que requer, além das medidas das correntes da carga para a extração de seus componentes harmônicos, a detecção dos componentes fundamentais das tensões da fonte.

As correntes de compensação determinadas pelo compensador, quando somadas com as correntes da carga, devem proporcionar, de acordo com os objetivos da compensação, correntes senoidais ou fluxo de potência constante na fonte elétrica.

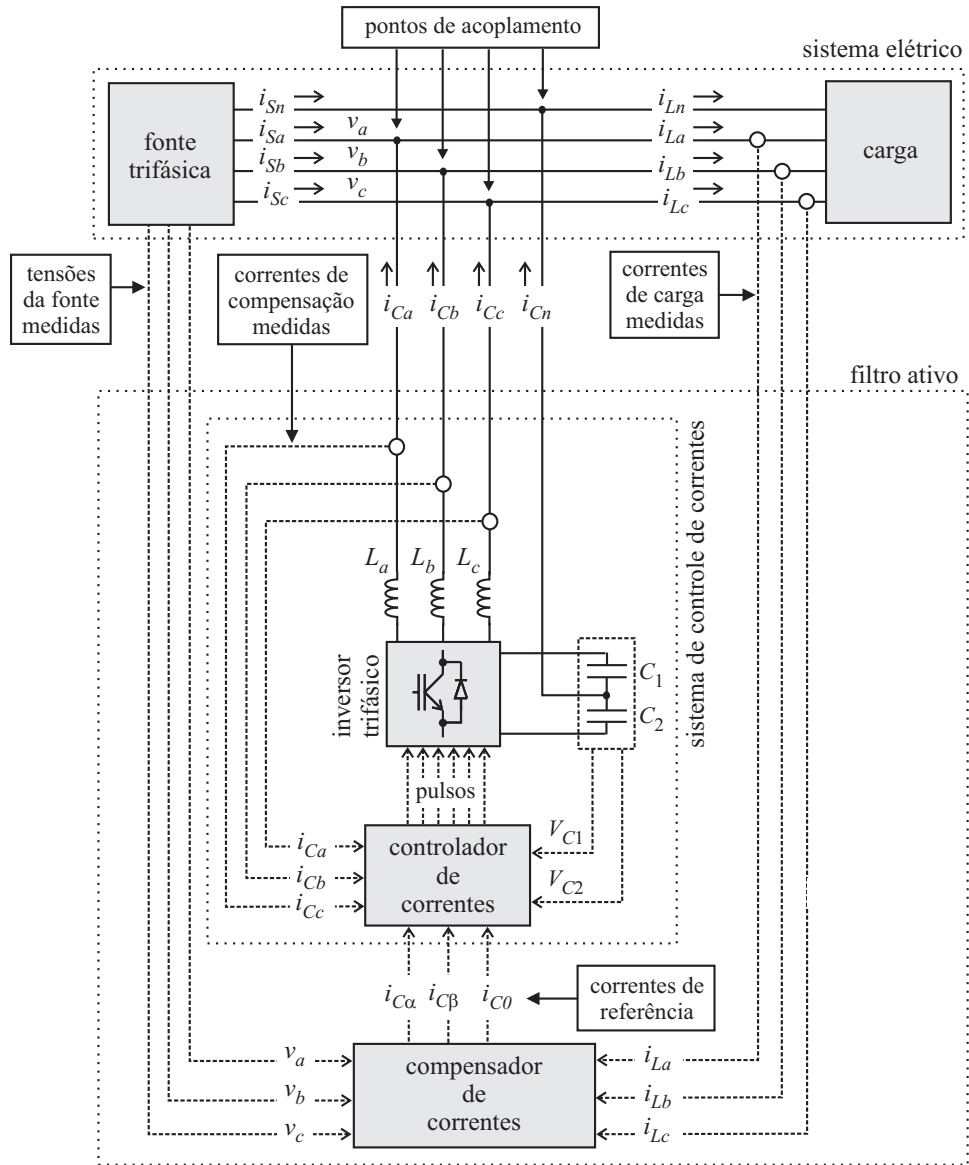


Figura 1.1: Esquema de um filtro ativo paralelo trifásico para sistemas com quatro fios.

Algumas estratégias de compensação permitem que se obtenha um fluxo de potência ativa constante na fonte e outras permitem que se obtenham correntes senoidais e equilibradas na fonte, independentemente do fluxo de potência. Há ainda outras estratégias, que vêm ganhando atenção na literatura técnica, que permitem a obtenção de fator de potência unitário na fonte; dessa forma o conjunto formado pela carga e pelo filtro ativo é visto pelo sistema elétrico como uma carga resistiva [6].

Todos os métodos de compensação apresentam vantagens e desvantagens quando comparados entre si. Não é objetivo deste trabalho estudar todos os métodos existentes e compará-los exaustivamente. O principal interesse deste trabalho é construir e testar em laboratório um filtro ativo paralelo trifásico para sistemas com quatro fios usando um inversor de três pernas com neutro. Para esse fim serão usadas estratégias de compensação para a síntese de correntes senoidais na fonte e para a eliminação da corrente de neutro originada por cargas não lineares e desequilibradas.

1.3.2 Sistema de controle de correntes

O sistema de controle de correntes realiza a injeção no sistema elétrico das correntes calculadas pelo compensador. Funciona como uma fonte de corrente controlada composta por um inversor trifásico do tipo fonte de tensão, indutores de acoplamento e um controlador de correntes. Na figura 1.1 observa-se que o sistema de controle de correntes recebe as referências de corrente do compensador de correntes e fornece para os pontos de acoplamento da carga com a fonte do sistema elétrico, através de indutores, as correntes de compensação sintetizadas.

No esquema do sistema de controle de correntes da figura 1.1 utiliza-se um inversor do tipo fonte de tensão. Inversores fonte de corrente também podem ser usados em filtros ativos, mas o primeiro tipo é mais comum. Conversores do tipo fonte de corrente, embora em geral ofereçam grande confiabilidade, apresentam relevantes perdas de energia e requerem o uso de grandes capacitores nos terminais de saída para a eliminação de correntes harmônicas indesejáveis de altas frequências. O uso de inversores do tipo fonte de tensão é mais comum, pois esses conversores são mais baratos, menores e mais leves, apesar de necessitarem de grandes capacitores no barramento de tensão contínua. Por terem maior eficiência e por apresentarem custos iniciais menores são o tipo de inversor preferido para os filtros ativos paralelos [4]. Além dessas vantagens, o uso de inversores fonte de tensão permite que o barramento de tensão contínua seja compartilhado com outros equipamentos [5].

1.4 Linhas gerais da dissertação

Ao longo dos capítulos que seguem estão divididos os diversos assuntos estudados no trabalho. O capítulo dois tem como principal interesse o estudo e a definição de conceitos de potências elétricas instantâneas aplicáveis a sistemas trifásicos com quatro fios. Nesse capítulo é realizado o estudo, auxiliado por gráficos e equações, da potência elétrica em sistemas elétricos com cargas lineares e não lineares, com tensões senoidais e com tensões distorcidas. Esse estudo é baseado em trabalhos

publicados por Akagi e Nabae, entre outros.

No terceiro capítulo são estudados métodos de compensação de correntes reativas, harmônicas e de sequência zero. Os primeiros métodos estudados são baseados na teoria de potências instantâneas pq [7,8]. Em seguida é estudada a compensação com os conceitos de potência definidos na teoria pq modificada [9, 10], que é estudada e comparada com a teoria pq original. Depois disso é estudada a compensação baseada na transformação de coordenadas para o sistema síncrono de referência e, finalmente, estuda-se o método de compensação baseado em elementos lineares adaptativos (*adalines*), principal contribuição deste trabalho. O estudo de teorias de potências e de diferentes técnicas para a compensação de correntes em sistemas trifásicos com quatro fios, embora cuidadosamente realizado, não teve a pretensão de alcançar o estado-da-arte dos assuntos abordados, exceto no que diz respeito ao emprego de redes *adaline*, assunto que foi minuciosamente estudado e experimentalmente comprovado.

No quarto capítulo é estudado o sistema de controle de correntes do filtro ativo. Nele são abordados dois tipos de controladores de correntes, um baseado em comparadores com histerese e outro baseado em reguladores lineares. O primeiro é visto sem muita profundidade, enquanto o segundo, que foi realizado na prática, é estudado com mais atenção. A implementação do controlador de correntes foi feita com um processo de modulação baseado em uma rede neural de múltiplas camadas, cujo estudo foi também uma das contribuições deste trabalho.

O quinto capítulo apresenta os resultados experimentais obtidos com um protótipo de filtro ativo paralelo trifásico para sistemas com quatro fios construído em laboratório. Esse capítulo mostra, além dos resultados, informações, esquemas e fotos do protótipo desenvolvido.

O sexto capítulo faz um levantamento dos estudos apresentados nos capítulos anteriores e apresenta as observações e conclusões que tiveram origem neste trabalho, ressaltando como principal contribuição o estudo da compensação de correntes com redes neurais adaptativas (*adalines*) em sistemas desequilibrados com quatro fios. No final desse capítulo são feitas algumas propostas para trabalhos futuros.

Capítulo 2

Potência em sistemas elétricos trifásicos

Introdução

A existência de correntes não senoidais nos sistemas elétricos trifásicos torna necessário o estudo mais cuidadoso da potência elétrica. Os conceitos de potência elétrica em sistemas com tensões e correntes perfeitamente senoidais em regime permanente já são amplamente conhecidos e aceitos. Para os casos em que as correntes são distorcidas é preciso utilizar outros conceitos de potência elétrica. Estudos sobre a natureza da potência elétrica são bastante antigos e sempre foi grande a discussão sobre o tema. Em [11–13] encontram-se estudos sobre a potência elétrica e discussões sobre o significado físico dos diversos tipos de potência em sistemas em regime permanente.

Este capítulo inicialmente faz um breve apanhado sobre conceitos convencionais de potência elétrica que são válidos para sistemas equilibrados em regime permanente com tensões e correntes puramente senoidais. Em seguida são analisados sistemas equilibrados em regime permanente com correntes e tensões distorcidas. Por último são investigadas teorias de potências elétricas instantâneas válidas para sistemas elétricos equilibrados e desequilibrados com tensões e correntes distorcidas. As potências elétricas definidas por essas teorias, por serem grandezas instantâneas, são aplicáveis a sistemas em regime transitório, ao contrário das potências convencionalmente conhecidas, válidas apenas para situações de regime permanente.

2.1 Conceitos convencionais de potência elétrica trifásica

2.1.1 Sistemas com tensões senoidais e cargas lineares

Sejam as tensões entre fase e neutro de um sistema elétrico trifásico dadas pelas expressões (2.1).

$$\begin{aligned}
v_a &= V_1 \sqrt{2} \operatorname{sen}(\omega t) \\
v_b &= V_1 \sqrt{2} \operatorname{sen}(\omega t - 2\pi/3) \\
v_c &= V_1 \sqrt{2} \operatorname{sen}(\omega t + 2\pi/3)
\end{aligned} \tag{2.1}$$

Quando esse sistema alimenta unicamente cargas lineares as correntes elétricas de fase assumem a forma das expressões (2.2).

$$\begin{aligned}
i_a &= I_1 \sqrt{2} \operatorname{sen}(\omega t + \varphi_1) \\
i_b &= I_1 \sqrt{2} \operatorname{sen}(\omega t - 2\pi/3 + \varphi_1) \\
i_c &= I_1 \sqrt{2} \operatorname{sen}(\omega t + 2\pi/3 + \varphi_1)
\end{aligned} \tag{2.2}$$

A potência instantânea de cada uma das fases (p_a , p_b e p_c) é o produto de sua tensão e de sua corrente instantâneas, como mostram as expressões (2.3).

$$\begin{aligned}
p_a &= v_a i_a = V_1 I_1 \cos(\varphi_1) [1 - \cos(2(\omega t))] + V_1 I_1 \operatorname{sen}(\varphi_1) [\operatorname{sen}(2(\omega t))] \\
p_b &= v_b i_b = V_1 I_1 \cos(\varphi_1) [1 - \cos(2(\omega t - 2\pi/3))] + V_1 I_1 \operatorname{sen}(\varphi_1) [\operatorname{sen}(2(\omega t - 2\pi/3))] \\
p_c &= v_c i_c = V_1 I_1 \cos(\varphi_1) [1 - \cos(2(\omega t + 2\pi/3))] + V_1 I_1 \operatorname{sen}(\varphi_1) [\operatorname{sen}(2(\omega t + 2\pi/3))]
\end{aligned} \tag{2.3}$$

As potências instantâneas das três fases são compostas por duas parcelas distintas, como visto em (2.4). A parcela I é sempre positiva e tem valor médio P . A parcela II assume valores positivos e negativos, tem valor médio nulo e seu valor máximo é Q .

$$\begin{aligned}
p_a &= \underbrace{P[1 - \cos(2(\omega t))]}_I + \underbrace{Q[\operatorname{sen}(2(\omega t))]}_{II} \\
p_b &= \underbrace{P[1 - \cos(2(\omega t - 2\pi/3))]}_I + \underbrace{Q[\operatorname{sen}(2(\omega t - 2\pi/3))]}_{II} \\
p_c &= \underbrace{P[1 - \cos(2(\omega t + 2\pi/3))]}_I + \underbrace{Q[\operatorname{sen}(2(\omega t + 2\pi/3))]}_{II}
\end{aligned} \tag{2.4}$$

A figura 2.1 mostra a tensão, a corrente e a potência instantâneas da fase a do sistema elétrico para tensões e correntes de valor eficaz igual a 1 pu , com ângulo $\varphi_1 = -\pi/3$. A figura 2.2 mostra isoladamente a potência instantânea da fase a .

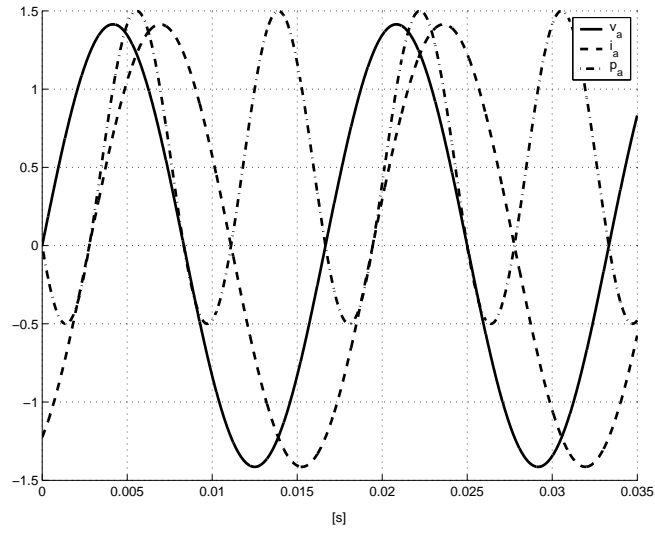


Figura 2.1: Tensão, corrente e potência instantâneas da fase a .

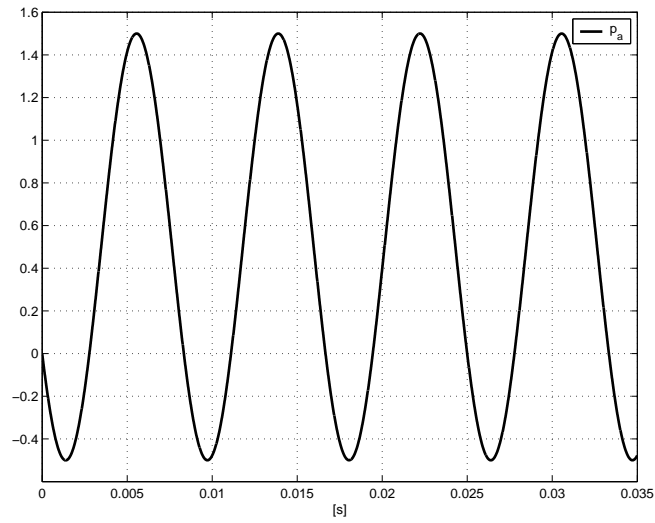


Figura 2.2: Potência instantânea da fase a .

Os conceitos de potência ativa P , reativa Q e aparente S para os sistemas lineares em regime estacionário são comumente aceitos. A potência ativa por fase P corresponde ao valor médio da parcela I, que é o valor médio da potência instantânea de cada fase. É a potência efetivamente transmitida da fonte para a carga [12], ou seja, corresponde à energia elétrica efetivamente transformada para as formas mecânica, térmica e outras. Sua unidade é o *watt* (W). A figura 2.3 mostra a parcela I da potência instantânea e seu valor médio P .

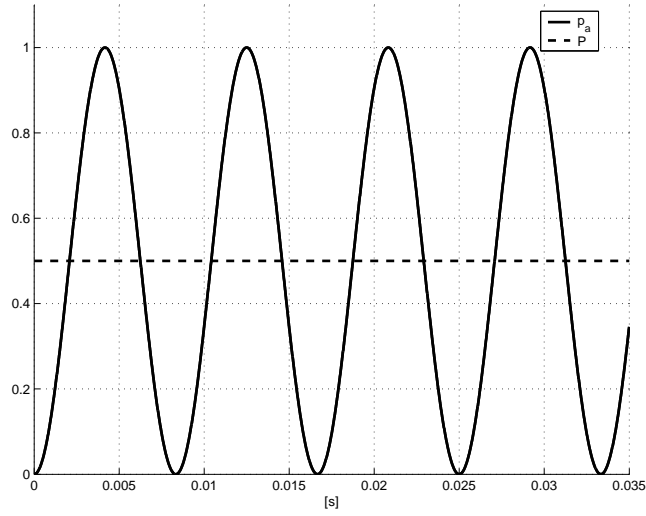


Figura 2.3: Parcela I da potência instantânea da fase a .

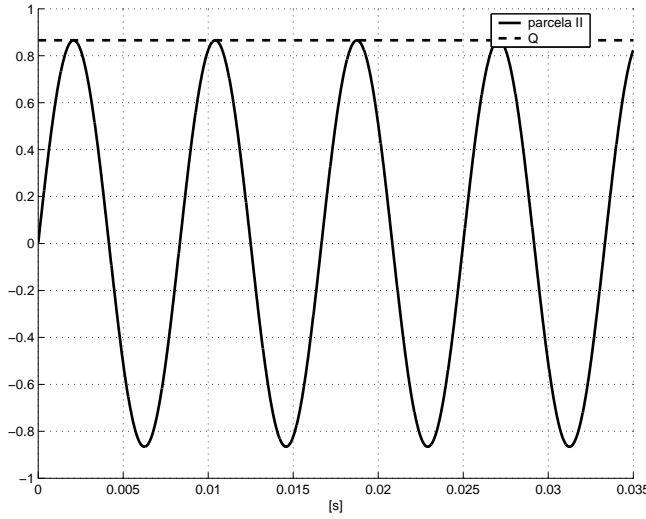


Figura 2.4: Parcela II da potência instantânea da fase a .

As parcelas II das potências (2.4) existem quando as correntes das fases estão deslocadas no tempo com relação às suas respectivas tensões - em outras palavras, quando o ângulo φ_1 não é nulo. A definição de potência reativa é um pouco controversa e demorou para que se chegasse a um consenso a esse respeito. As investigações sobre a natureza das oscilações de potência na presença de um ângulo φ_1 não nulo iniciaram-se há mais de um século [12].

O conceito de potência reativa diz respeito à energia armazenada em elementos reativos (indutores e capacitores). Essa potência oscila entre a fonte e a carga, ocupa condutores elétricos e não corresponde a nenhum trabalho físico. Em [11]

encontram-se alguns exemplos interessantes sobre a natureza da potência reativa em sistemas elétricos.

Convencionou-se chamar Q o valor máximo das parcelas II de (2.4) [11, 13, 14]. Por definição, Q é a potência elétrica reativa por fase. Sua unidade é o *volt-ampère reativo* (VAR).

A partir de (2.3), de acordo com as definições de P e Q , podem-se escrever (2.5) e (2.6).

$$P = V_1 I_1 \cos \varphi_1 \quad (2.5)$$

$$Q = V_1 I_1 \sin \varphi_1 \quad (2.6)$$

Como P é o valor médio da potência de uma das fases, pode-se escrever a equação (2.5) na forma vista em (2.7), onde v e i são a tensão e a corrente instantâneas por fase vistas em (2.3) (por simplicidade, foram suprimidos os índices das fases). A equação (2.7) vale para quaisquer tensões e correntes, sejam elas puramente senoidais ou distorcidas.

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T v i \, dt \quad (2.7)$$

Nos sistemas trifásicos equilibrados, com as tensões e correntes dadas por (2.1) e (2.2), a potência instantânea total trifásica pode ser escrita como (2.8).

$$p = p_a + p_b + p_c = 3P = P_{3\phi} \quad (2.8)$$

Quando se somam as potências instantâneas de cada fase anulam-se as parcelas II. A soma das parcelas I, por outro lado, é um valor constante. A potência ativa líquida das três fases, portanto, é constante e tem valor igual ao triplo do valor médio da potência instantânea da cada uma das fases. A figura 2.5 mostra as três potências p_a , p_b e p_c juntamente com a soma instantânea p .

Não se pode calcular um valor para a potência reativa trifásica, pois a soma das três parcelas II - equações (2.4) - das potências p_a , p_b e p_c é sempre nula. Todavia, define-se a potência reativa trifásica como a soma algébrica das potências reativas Q das três fases, de acordo com (2.9). A potência $Q_{3\phi}$ não tem significado físico e é definida apenas como meio de quantificar a potência reativa Q de cada uma das três fases. As potências reativas Q existem apenas independentemente em cada uma das fases [14].

$$Q_{3\phi} \triangleq 3Q \quad (2.9)$$

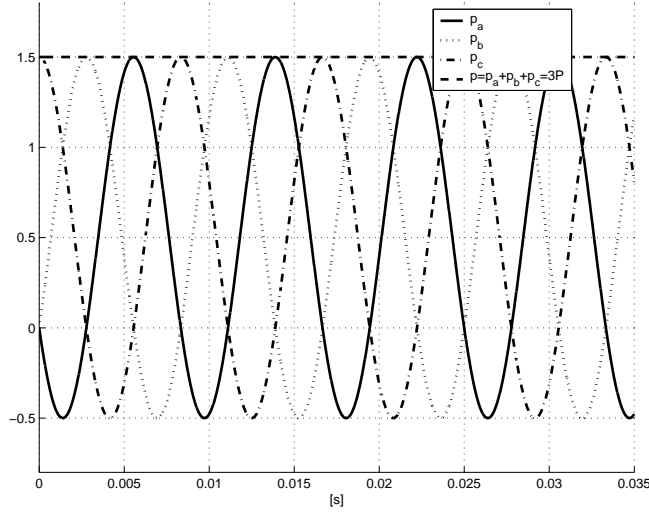


Figura 2.5: Potências instantâneas das fases a , b e c .

A potência aparente S de uma fase, que é o produto da tensão e da corrente eficazes de fase dado por (2.10), representa a máxima potência que poderia efetivamente ser transmitida da fonte para a carga ou da carga para a fonte. A unidade de potência aparente é o *volt-ampère* (VA).

$$S = V_1 \cdot I_1 = \sqrt{P^2 + Q^2} \quad (2.10)$$

A potência aparente trifásica pode ser expressa por (2.11).

$$S_{3\phi} = \sqrt{P_{3\phi}^2 + Q_{3\phi}^2} = 3S \quad (2.11)$$

Define-se o fator de potência FP_1 como a relação entre a potência ativa P por fase e a potência aparente S por fase, como mostra a equação (2.12). Na melhor condição de operação do sistema, quando existe apenas fluxo de potência ativa, o fator de potência é unitário, ou seja, $P = S$.

$$FP_1 = \frac{P}{S} = \frac{V_1 I_1 \cos \varphi_1}{V_1 I_1} = \cos \varphi_1 \quad (2.12)$$

2.1.2 Sistemas com tensões senoidais e cargas não lineares

Considere-se agora um sistema elétrico com as tensões (2.1) alimentando cargas não lineares. Sejam as três correntes de fase dadas por (2.13).

$$\begin{aligned}
i_a &= \sum_{n=1}^{\infty} I_n \sqrt{2} \operatorname{sen}(n\omega t + \varphi_n) \\
i_b &= \sum_{n=1}^{\infty} I_n \sqrt{2} \operatorname{sen}(n(\omega t - 2\pi/3) + \varphi_n) \\
i_c &= \sum_{n=1}^{\infty} I_n \sqrt{2} \operatorname{sen}(n(\omega t + 2\pi/3) + \varphi_n)
\end{aligned} \tag{2.13}$$

A potência instantânea p_a da fase a é expressa por (2.14). De maneira análoga encontram-se as potências p_b e p_c .

$$\begin{aligned}
p_a &= v_a i_a = \\
&= V_1 I_1 \cos(\varphi_1) [1 - \cos(2\omega t)] + V_1 I_1 \operatorname{sen}(\varphi_1) [\operatorname{sen}(2\omega t)] + \\
&+ \sum_{n=2}^{\infty} 2V_1 I_n \operatorname{sen}(\omega t) \operatorname{sen}(n\omega t + \varphi_n)
\end{aligned} \tag{2.14}$$

Os valores eficazes das correntes das fases são dados pela equação (2.15) (por simplicidade são suprimidos os índices a , b e c). A equação (2.15) mostra que a corrente eficaz total pode ser dividida em uma parcela fundamental I_1 e uma parcela harmônica I_H , definida em (2.16). A distorção harmônica total da corrente (DHT_i), uma relação muito importante para avaliar a qualidade da corrente elétrica, revelando o seu conteúdo harmônico, é definida pela equação (2.17).

$$I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i(t)^2 dt} = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_n^2} = \sqrt{I_1^2 + I_H^2} \tag{2.15}$$

$$I_H^2 = \sum_{n=2}^{\infty} I_n^2 \tag{2.16}$$

$$\text{DHT}_i = \frac{I_H}{I_1} \tag{2.17}$$

A potência aparente agora engloba correntes nas frequências fundamental e harmônicas e precisa ser reescrita. A potência aparente monofásica é dada por (2.18) e é definida da mesma forma vista na expressão (2.10) para sistemas lineares com tensões e correntes senoidais.

$$S = V_1 I = \sqrt{V_1^2 \sum_{n=1}^{\infty} I_n^2} = \sqrt{V_1^2 I_1^2 + V_1^2 I_H^2} = \sqrt{P^2 + Q^2 + H^2} \tag{2.18}$$

A potência aparente S encontrada em (2.18) possui um componente ativo P fundamental, um componente reativo fundamental Q e um componente harmônico H , que corresponde à potência desenvolvida pelas correntes harmônicas [14].

Segundo [11] a potência harmônica H pode ainda ser dividida em componentes ativo e reativo, o que sugere que a potência harmônica é composta por uma parcela de potência que flui sempre da fonte para a carga e uma parcela reativa que circula pelo sistema elétrico; em outras palavras, podem existir correntes harmônicas ativas e reativas (isso será constatado adiante, quando a teoria de potências instantâneas for introduzida).

A figura 2.6 [14] mostra as relações entre as potências S , P , Q e H , representadas na forma de vetores. A partir dela definem-se o fator de potência fundamental FP_1 por fase, o fator de potência total por fase FP e o fator de distorção FD por fase - equações (2.19) - (2.21). O parâmetro FD revela a influência da potência H na composição de S . O fator de potência fundamental de (2.19) é análogo àquele definido em (2.12).

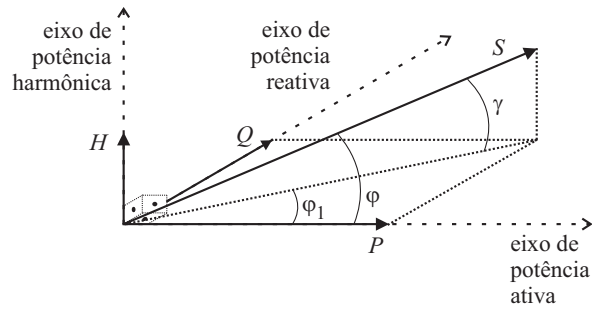


Figura 2.6: Representação vetorial das potências S , P , Q e H .

$$FP_1 = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2}} = \cos\varphi_1 \quad (2.19)$$

$$FP = \frac{P}{S} = \cos\varphi \quad (2.20)$$

$$FD = \sin\gamma = \frac{H}{S} = \frac{V_1 I_H}{V_1 \sqrt{I_1^2 + I_H^2}} = \frac{I_H}{\sqrt{I_1^2 + I_H^2}} \quad (2.21)$$

O fator de potência total FP por fase pode ainda ser escrito como na equação (2.22), onde aparece o parâmetro DHT .

$$FP = \frac{P}{S} = \frac{V_1 I_1 \cos\varphi_1}{V_1 I} = \frac{I_1 \cos\varphi_1}{\sqrt{I_1^2 + I_H^2}} = \frac{\cos\varphi_1}{\sqrt{1 + DHT_i^2}} \quad (2.22)$$

2.1.3 Sistemas com tensões distorcidas

Nos sistemas com tensões distorcidas existem simultaneamente componentes harmônicos de tensão e de corrente. A análise das correntes e tensões nesses sistemas é mais complicada e para isso será desenvolvida, logo a seguir, a teoria de potências instantâneas - cujas vantagens serão oportunamente mencionadas.

Embora quase nunca existam sistemas com tensões puramente senoidais, a análise realizada na seção anterior, com tensões senoidais e cargas não lineares, é válida para a maior parte dos sistemas práticos em que se podem desprezar as distorções de tensão. Assim, os parâmetros DHT_i e FP, definidos nas equações (2.17) e (2.22), podem ser utilizados como indicadores da qualidade da energia elétrica na maior parte dos sistemas elétricos em regime estacionário.

Nos sistemas com tensões distorcidas define-se o fator de potência FP por fase de acordo com a equação (2.23)¹. Além disso, pode ser definida a distorção harmônica total das tensões do sistema (DHT_v), como mostra a equação (2.24), onde V_1 é o valor eficaz do componente fundamental das tensões de fase e V_H é o valor eficaz da parcela harmônica (sem componentes contínuos) da tensão de fase, conforme a equação (2.25).

$$FP = \frac{P}{S} = \frac{P}{VI} = \frac{\frac{1}{T} \int_0^T v i dt}{\sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} V_n^2} \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_n^2}} \quad (2.23)$$

$$DHT_v = \frac{V_H}{V_1} \quad (2.24)$$

$$V_H = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} V_n^2} \quad (2.25)$$

2.2 Teoria de potências instantâneas pq

Nas seções anteriores foram estudados alguns conceitos de potência elétrica válidos para sistemas equilibrados com tensões senoidais em regime permanente. Pouco se falou sobre sistemas com tensões distorcidas, embora tenham sido definidos para esse caso o fator de potência total e o fator de distorção harmônica das tensões. Nada foi falado sobre sistemas desequilibrados, onde podem existir fluxos de corrente e de potência no neutro.

O estudo da potência elétrica em sistemas com tensões não senoidais pode revelar-se bastante complicado. Se os sistemas elétricos forem desequilibrados, seja pela presença de correntes de neutro, pela presença de tensões desequilibradas, ou de ambos, o estudo da potência elétrica pode tornar-se ainda mais difícil.

Em [7] é apresentada a teoria das potências instantâneas, também conhecida como teoria pq , onde são introduzidos novos conceitos de potência elétrica. Essa teoria permite analisar potências elétricas instantâneas em sistemas trifásicos com ou sem neutro, em sistemas equilibrados ou não. Embora não se possa dizer que os conceitos introduzidos em [7] já estão consolidados e são incondicionalmente aceitos pela comunidade científica, a teoria pq serve para os propósitos deste trabalho,

¹ A definição de (2.23) é geral e vale para quaisquer tipos de tensões e correntes com valores médios nulos. As equações (2.12), (2.19), (2.20) e (2.22) são casos particulares.

cujo objetivo principal é efetuar a compensação de correntes harmônicas, reativas e de seqüência zero presentes em sistemas trifásicos com neutro.

Algumas modificações sobre a teoria pq sugeridas em [9, 10] suscitaram o estabelecimento de uma teoria pq modificada. Porém, como se afirma em [15], não há diferenças significativas entre as teorias de [7] e de [9, 10], sendo ambas aplicáveis a sistemas trifásicos com ou sem neutro. Uma discussão bastante completa sobre a teoria das potências instantâneas e sobre as modificações sugeridas em [9, 10] encontra-se em [15]. Em [14] encontra-se uma comparação entre a teoria proposta em [7] e os conceitos convencionais de potência encontrados na seção anterior.

O desenvolvimento da teoria das potências instantâneas pode ser feito com tensões e correntes expressas no sistema estacionário de coordenadas $\alpha\beta 0$. As transformações invariantes em potência $abc \leftrightarrow \alpha\beta 0$, que se aplicam a tensões e a correntes do sistema trifásico, podem se encontradas no apêndice A.

A transformação de grandezas trifásicas para o sistema $\alpha\beta 0$ tem como vantagem, no caso de sistemas desequilibrados, o desacoplamento dos componentes de seqüências positiva e negativa (expressos em variáveis $\alpha\beta$) e dos componentes de seqüência zero. Do ponto de vista estritamente teórico, entretanto, o desenvolvimento da teoria de potências instantâneas poderia realizar-se com variáveis trifásicas, ou seja, expressas no sistema abc .

2.2.1 Sistemas equilibrados (sem componentes de seqüência zero)

Em [7] definem-se a potência real instantânea p e a potência imaginária instantânea q , dadas por (2.26) e (2.27). Sendo invariantes em potência as transformações $abc \leftrightarrow \alpha\beta 0$, a potência p da equação (2.26) corresponde à potência instantânea trifásica definida em (2.8). Evidentemente a unidade de p é o *watt* (W). A potência imaginária q , por sua vez, não encontra semelhante nos conceitos convencionais de potência. A unidade de q sugerida em [7] é o *volt-ampère imaginário* (VAi). Essa potência imaginária não possui significado físico, pois corresponde ao produto de tensões e correntes pertencentes a fases distintas, e serve apenas como meio para calcular potências e correntes instantâneas reativas, como ficará claro a seguir.

$$p = v_{\alpha}i_{\alpha} + v_{\beta}i_{\beta} = p_{\alpha} + p_{\beta} \quad (2.26)$$

$$q = v_{\alpha}i_{\beta} - v_{\beta}i_{\alpha} \quad (2.27)$$

As definições (2.26) e (2.27) podem ser explicadas através do produto escalar $\vec{v} \cdot \vec{i}$ e do produto vetorial $\vec{v} \times \vec{i}$ de tensões e correntes, com os vetores \vec{v} e \vec{i} dados por (2.28) e (2.29). O produto escalar $\vec{v} \cdot \vec{i}$ produz um vetor de potência real contido no plano $\alpha\beta$, enquanto o produto vetorial $\vec{v} \times \vec{i}$ origina um vetor de potência imaginária perpendicular ao plano $\alpha\beta$.

$$\vec{v} = \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

$$\vec{i} = \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (2.29)$$

A partir de (2.26) e (2.27) pode-se escrever a equação matricial de potências instantâneas (2.30).

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

Na equação (2.31) obtêm-se, a partir de (2.30), as correntes instantâneas i_α e i_β .

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_\alpha^p + i_\alpha^q \\ i_\beta^p + i_\beta^q \end{bmatrix} \quad (2.31)$$

Da equação (2.31) verifica-se que as correntes i_α e i_β podem ser decompostas em componentes ativos (i_α^p e i_β^p), que dependem da potência real p , e componentes reativos (i_α^q e i_β^q), que dependem da potência imaginária q . Os componentes das correntes, para melhor clareza, são individualmente apresentados nas equações (2.32) - (2.35).

$$i_\alpha^p = \frac{v_\alpha}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} p \quad (2.32)$$

$$i_\alpha^q = \frac{-v_\beta}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} q \quad (2.33)$$

$$i_\beta^p = \frac{v_\beta}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} p \quad (2.34)$$

$$i_\beta^q = \frac{v_\alpha}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} q \quad (2.35)$$

A equação (2.36) mostra que se pode rescrever (2.26) na forma matricial, onde são separados seus componentes α e β .

$$\begin{bmatrix} p_\alpha \\ p_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha i_\alpha \\ v_\beta i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha i_\alpha^p \\ v_\beta i_\beta^p \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_\alpha i_\alpha^q \\ v_\beta i_\beta^q \end{bmatrix} \quad (2.36)$$

As equações (2.26) e (2.36) resultam em (2.37).

$$\begin{aligned}
p &= p_\alpha + p_\beta = \\
&= \underbrace{\frac{v_\alpha^2}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} p}_{p_\alpha^p} + \underbrace{\frac{v_\beta^2}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} p}_{p_\beta^p} + \underbrace{\frac{-v_\alpha v_\beta}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} q}_{p_\alpha^q} + \underbrace{\frac{v_\alpha v_\beta}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} q}_{p_\beta^q}
\end{aligned} \tag{2.37}$$

A equação (2.37) mostra que a potência real instantânea trifásica p num sistema trifásico equilibrado pode ser decomposta em duas parcelas ativas (p_α^p e p_β^p) que dependem da potência real p e duas parcelas reativas (p_α^q e p_β^q) que dependem da potência imaginária q . Em qualquer instante de tempo as parcelas dependentes de q se anulam, portanto a potência real instantânea p é composta apenas de potência ativa, ou seja, potência que flui entre a fonte e a carga. As parcelas p_α^q e p_β^q denominam-se reativas por analogia com a teoria convencional, onde a soma das potências reativas trifásicas é nula.

As parcelas reativas (dependentes de q) existem independentemente nos eixos α e β mas sua soma instantânea é nula. As potências reativas p_α^q e p_β^q correspondem às parcelas II das potências (2.4) no sistema trifásico abc , considerando o caso com tensões e correntes senoidais. As correntes i_α^p e i_β^p são denominadas ativas porque dependem unicamente da potência real p , que por sua vez corresponde à potência ativa instantânea do sistema elétrico. As correntes i_α^q e i_β^q são denominadas reativas porque dependem da potência imaginária q , que por sua vez está associada às potências reativas instantâneas (cuja soma é sempre nula).

É interessante ressaltar que, embora não possua significado físico, a potência imaginária q é usada nos cálculos das potências reativas (p_α^q e p_β^q) e das correntes reativas (i_α^q e i_β^q). Fica evidente então que existe correspondência entre os termos “imaginário” e “reativo”, embora essas duas denominações possuam significados distintos. Adiante, quando forem estudados os métodos de compensação de correntes, será mostrado que a compensação da potência imaginária corresponde à eliminação das correntes reativas do sistema, ou vice-versa.

A potência instantânea real p , que possui significado físico (como se sabe, essa é a potência instantânea trifásica), entra no cálculo das correntes ativas. Analogamente, fica claro que existe correspondência entre os termos “real” e “ativo”, embora essas denominações sejam usadas para finalidades distintas. A potência real instantânea p é constituída pelas potências ativa instantânea do eixo α (p_α^p) e do eixo β (p_β^p) e pelas potências reativas do eixo α (p_α^q) e do eixo β (p_β^q), sendo nula a soma algébrica instantânea dessas últimas duas. Dessa forma a potência real instantânea p é na realidade composta apenas pela soma das duas potências ativas instantâneas p_α^p e p_β^p , podendo receber também o nome de potência ativa instantânea.

Equivalência da teoria pq com os conceitos convencionais: sistema equilibrado com cargas lineares

Como exemplo de utilização e como meio de comparar a teoria pq com os conceitos convencionais de potência seja considerada uma fonte elétrica com tensões perfeitamente senoidais e equilibradas alimentando uma carga linear balanceada.

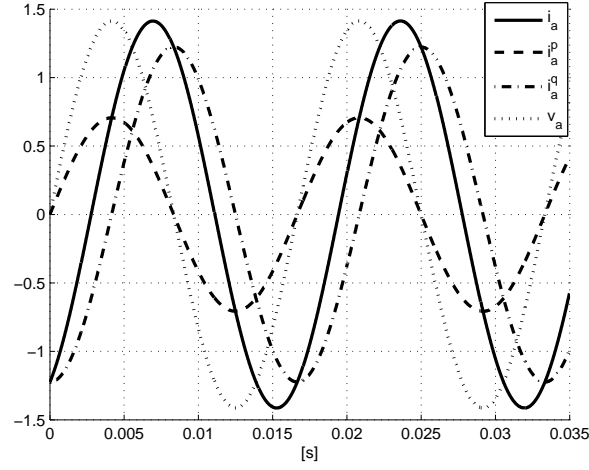


Figura 2.7: Corrente i_a , corrente i_a^p , corrente i_a^q e tensão v_a .

As tensões têm a forma (2.1) e as cargas lineares originam correntes da forma (2.2). Tensões e correntes têm valor eficaz igual a 1 pu e ângulo $\varphi_1 = -\pi/3$. A figura 2.7 ilustra a corrente i_a e seus componentes i_a^p e i_a^q nesse circuito. A figura 2.8 ilustra as potências p_α^q e p_β^q para as mesmas condições da figura 2.7. A figura 2.9 ilustra as potências p_α^p e p_β^p e o valor instantâneo da soma $p_\alpha^p + p_\beta^p$, que é igual a $P_{3\phi}$.

Sendo o sistema perfeitamente equilibrado e com tensões e correntes senoidais, encontram-se as equivalências (2.38) e (2.39) entre a teoria pq de potências instantâneas e a teoria convencional para sistemas em regime permanente [14]. P e Q são as potências monofásicas para um sistema em regime permanente definidas em (2.5) e (2.6). $P_{3\phi}$ e $Q_{3\phi}$ são as potências trifásicas definidas em (2.8) e (2.9).

$$p_{3\phi} = p = p_\alpha + p_\beta = p_\alpha^p + p_\beta^p = 3P = P_{3\phi} \quad (2.38)$$

$$q = v_\alpha i_\beta - v_\beta i_\alpha = 3Q = Q_{3\phi} \quad (2.39)$$

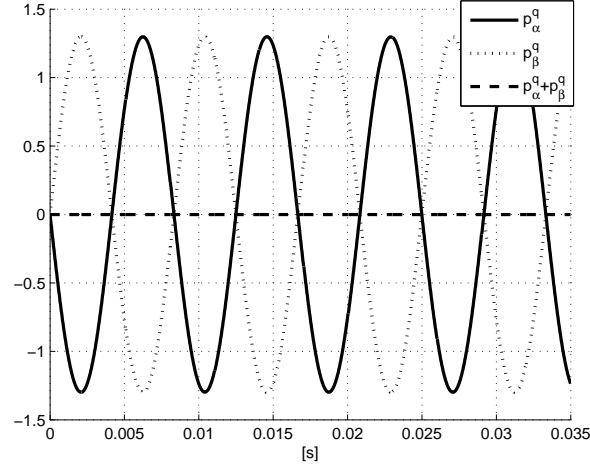


Figura 2.8: Potências instantâneas p_{α}^q e p_{β}^q .

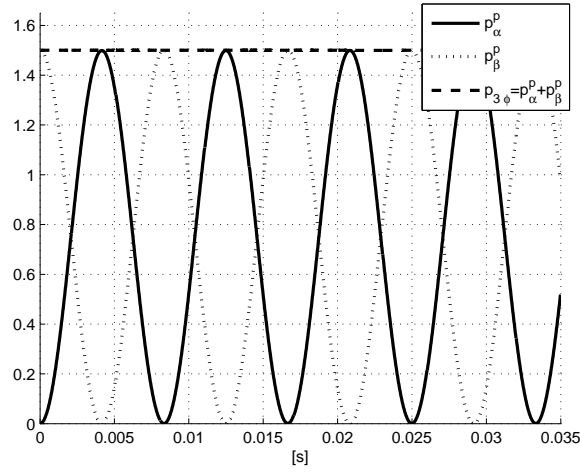


Figura 2.9: Potências instantâneas p_{α}^p e p_{β}^p .

Equivalência da teoria pq com os conceitos convencionais: sistema equilibrado (sem seqüência zero) com cargas não lineares

Agora seja considerado um sistema onde a fonte elétrica, com tensões perfeitamente senoidais da forma (2.1), alimenta o retificador trifásico não controlado visto na figura 2.10. As tensões do circuito têm valor eficaz igual a 1 pu. As três correntes i_a , i_b e i_c originadas pela carga não linear são vistas na figura 2.11.

A potência instantânea p calculada de acordo com (2.26) é mostrada na figura 2.12. Observa-se que p é uma potência

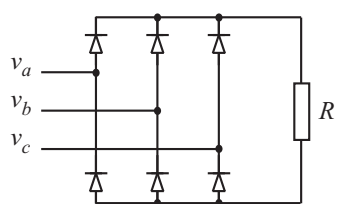


Figura 2.10: Retificador trifásico não controlado com carga resistiva.

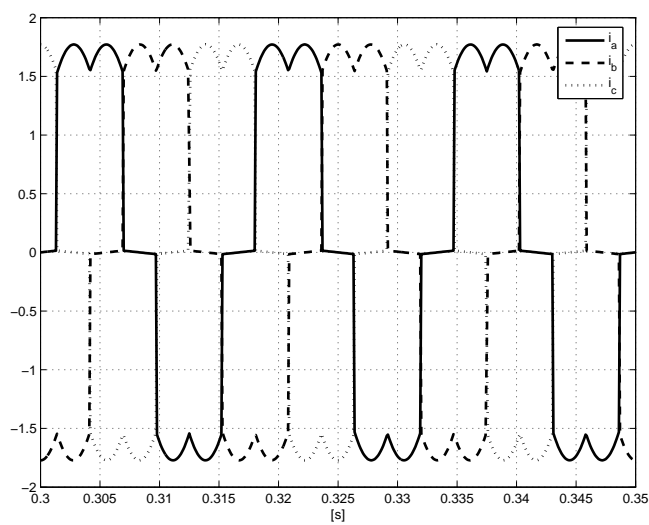


Figura 2.11: Correntes i_a , i_b e i_c .

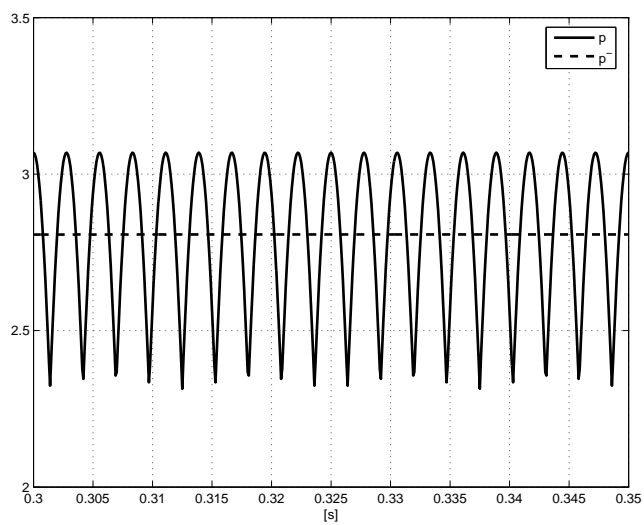


Figura 2.12: Potência instantânea p e seu valor médio \bar{p} .

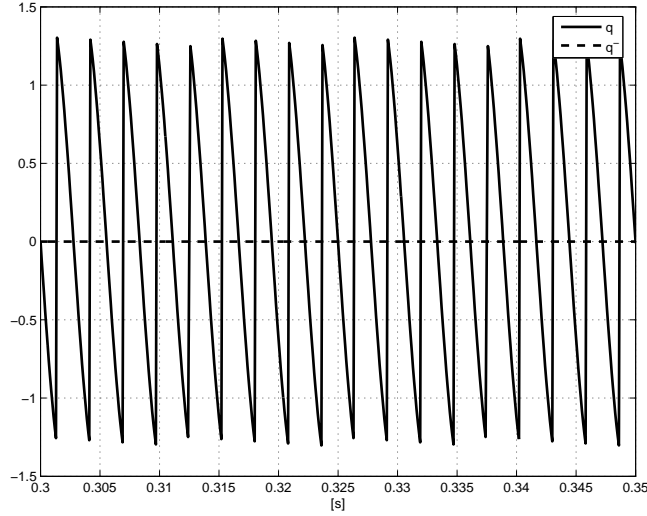


Figura 2.13: Potência instantânea q e seu valor médio \bar{q} .

oscilante que possui um valor médio \bar{p} não nulo. Isso sugere a decomposição de p em duas parcelas, como mostra a equação (2.40), que divide a potência p em uma parte oscilante \tilde{p} com valor médio nulo e uma parte \bar{p} de valor contante. A potência constante \bar{p} está associada às correntes na frequência fundamental, enquanto a potência \tilde{p} corresponde às correntes harmônicas do sistema.

$$p = \bar{p} + \tilde{p} \quad (2.40)$$

A potência imaginária instantânea q também pode ser decomposta em duas partes, uma parcela contínua \bar{q} (que no caso aqui estudado tem valor nulo) e uma parcela \tilde{q} oscilante, como mostram a equação (2.41) e a figura 2.13.

$$q = \bar{q} + \tilde{q} \quad (2.41)$$

A separação das potências p e q nos seus componentes fundamentais (\bar{p} e \bar{q}) e nos seus componentes harmônicos (\tilde{p} e \tilde{q}) traz à tona a divisão de potências feita em (2.18) e confirma a divisão da potência harmônica em componentes ativos e reativos sugerida em [11]. Segundo [14] é possível escrever (2.42), em que H é a potência harmônica definida em (2.18) e \tilde{P} e \tilde{Q} são os valores eficazes de \tilde{p} e \tilde{q}

$$H = \sqrt{\tilde{P}^2 + \tilde{Q}^2} \quad (2.42)$$

Segundo a equação (2.37) a potência instantânea p é composta por quatro componentes (p_α^p , p_β^p , p_α^q e p_β^q). Sabe-se que p_α^q e p_β^q são as potências reais reativas e sua soma instantânea é nula. As potências reais reativas são mostradas nas figuras 2.14 e

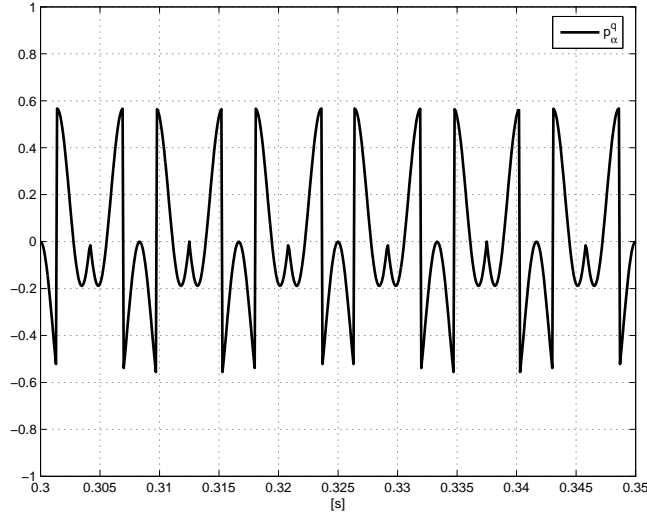


Figura 2.14: Potência reativa p_{α}^q .

2.15. Os componentes p_{α}^p e p_{β}^p são as potências reais ativas (vistas na figura 2.16) cuja soma é a potência real instantânea p .

As equações (2.43) e (2.44) mostram como se obtêm as correntes ativas e reativas em coordenadas trifásicas abc .

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = T_{\alpha\beta \rightarrow abc} \begin{bmatrix} i_{\alpha}^p \\ i_{\beta}^p \end{bmatrix} + T_{\alpha\beta \rightarrow abc} \begin{bmatrix} i_{\alpha}^q \\ i_{\beta}^q \end{bmatrix} \quad (2.43)$$

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} i_a^p \\ i_b^p \\ i_c^p \end{bmatrix}}_{\text{correntes ativas instantâneas}} + \underbrace{\begin{bmatrix} i_a^q \\ i_b^q \\ i_c^q \end{bmatrix}}_{\text{correntes reativas instantâneas}} \quad (2.44)$$

Na figura 2.17 encontra-se a corrente de fase i_a^p , das equações (2.43) e (2.44). Como pode ser visto na figura 2.17, a corrente i_a^p divide-se em $i_a^{\bar{p}}$ (componente associado à potência \bar{p}) e $i_a^{\tilde{p}}$ (componente associado à potência \tilde{p}). O componente $i_a^{\bar{p}}$ é a corrente ativa na frequência fundamental, em fase com a tensão v_a . O componente $i_a^{\tilde{p}}$, por outro lado, é composto pelas correntes harmônicas ativas da fase a .

Na figura 2.18 encontra-se a corrente de fase i_a^q , das equações (2.43) e (2.44). Essa corrente possui apenas componente harmônico (associado à potência \tilde{q}). O componente fundamental (associado à potência \bar{q}) tem valor nulo porque as correntes do circuito estão em fase com as tensões (o que se explica pelo fato de não haver elementos indutivos ou capacitivos na carga alimentada pelo retificador da figura 2.10).

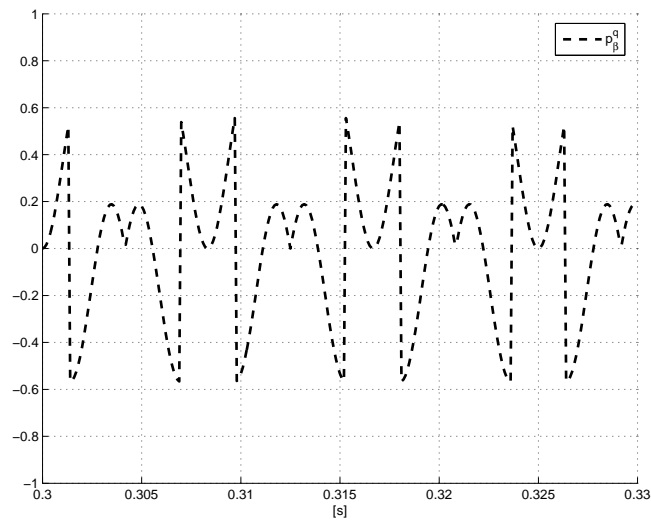


Figura 2.15: Potência reativa p_{β}^q .

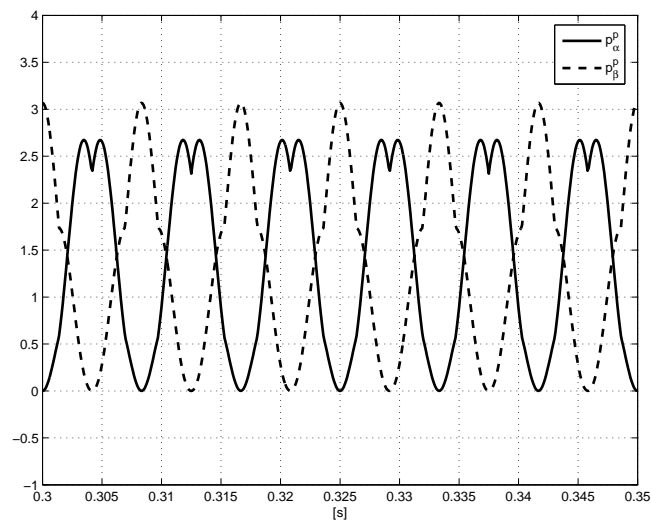


Figura 2.16: Potências ativas p_{α}^p e p_{β}^p .

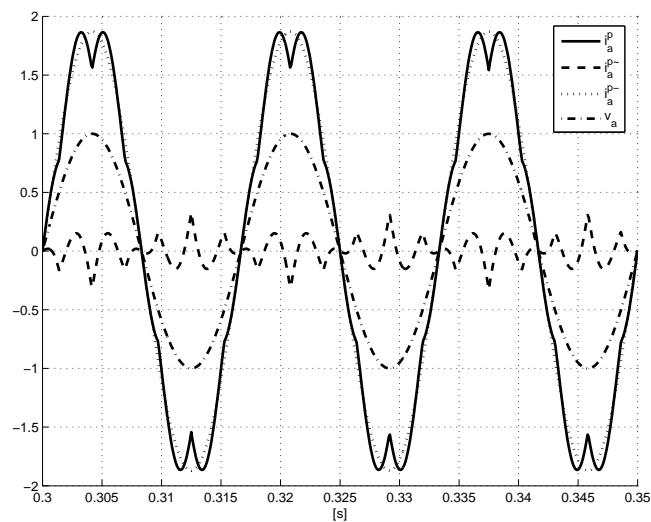


Figura 2.17: Correntes i_a^p , $i_a^{\bar{p}}$ e $i_a^{\bar{\bar{p}}}$

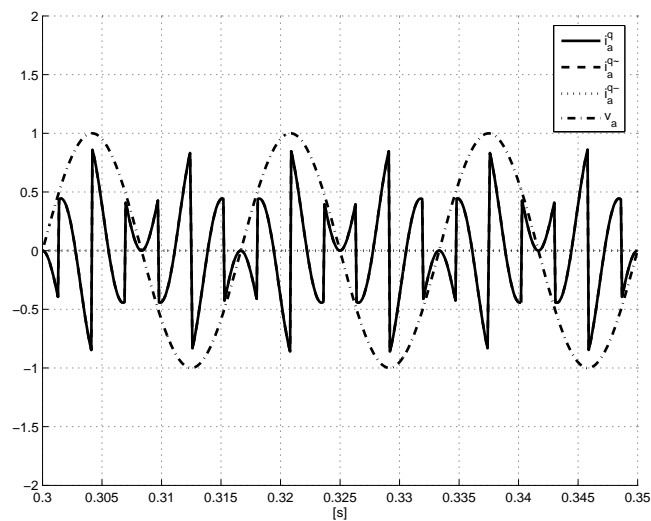


Figura 2.18: Correntes i_a^q , $i_a^{\bar{q}}$ e $i_a^{\bar{\bar{q}}}$

2.2.2 Sistemas com componentes de seqüência zero

De acordo com [7] quando o sistema possui um condutor neutro e as tensões e correntes são distorcidas existe a potência p_0 , que é a potência instantânea associada aos componentes de seqüência zero. Os componentes de seqüências positiva e negativa, segundo [16], não têm influência sobre p_0 . Pode-se definir a potência p_0 de acordo com a equação (2.45).

$$p_0 = v_0 i_0 \quad (2.45)$$

As equações de potências instantâneas apresentadas anteriormente podem ser reescritas com a inclusão de tensões, correntes e potências de seqüência zero. A partir de (2.26), (2.27) e (2.45) pode-se escrever (2.46).

$$\begin{bmatrix} p \\ q \\ p_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta & 0 \\ -v_\beta & v_\alpha & 0 \\ 0 & 0 & v_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} \quad (2.46)$$

Ao conjunto de equações (2.32) - (2.35) deve-se agora acrescentar a equação (2.47).

$$i_0 = \frac{p_0}{v_0} \quad (2.47)$$

A potência instantânea trifásica, que agora possui um componente de seqüência zero, pode ser rescrita de acordo com as equações (2.48) e (2.49), onde $p_{3\phi}$ é a potência trifásica instantânea total.

$$p_{3\phi} = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c = v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta + v_0 i_0 \quad (2.48)$$

$$p_{3\phi} = p_\alpha + p_\beta + p_0 = p + p_0 \quad (2.49)$$

A potência p_0 pode ser dividida em uma parte contínua e uma parte oscilatória, como mostra a equação (2.50).

$$p_0 = \bar{p}_0 + \tilde{p}_0 \quad (2.50)$$

A potência instantânea p_0 é ativa, ou seja, não possui parcela reativa (diferentemente da potência real p), pois somente componentes de seqüências positiva e negativa produzem potência reativa, de acordo com [14]. A parcela oscilante \tilde{p}_0 não é caracterizada como potência reativa, embora represente uma oscilação de energia entre a fonte e a carga. Segundo as definições encontradas em [7, 14], potências reativas são apenas aquelas cuja soma instantânea é sempre nula.

Nos sistemas trifásicos com neutro em que $p_0 \neq 0$ a potência $p_{3\phi}$ da equação (2.49) representa a potência instantânea total que flui da fonte para a carga ou da carga para a fonte [16]. Nesses casos há retorno de energia para a fonte pois é impossível existir \bar{p}_0 sem \tilde{p}_0 [16]. Nos casos em que $p_0 = 0$ a potência $p_{3\phi}$ flui somente da fonte para a carga, pois a potência \tilde{p}_0 inexistente.

Mesmo quando $v_0 = 0$, ou seja, quando as tensões da fonte não são distorcidas, pode estar presente no circuito a corrente i_0 . Nesse caso, porém, $p_0 = 0$. Pode-se contudo assumir $v_0 = 0$ sem qualquer prejuízo para as definições de potências e correntes vistas anteriormente. Isso é possível porque a teoria proposta em [7] trata os componentes de sequência zero independentemente dos componentes de seqüências positiva e negativa [15]. A inexistência de tensões de sequência zero ($v_0 = 0$) traz implicações somente para a equação (2.47), que se torna impossível. Todavia sabe-se que mesmo com $v_0 = 0$ e $p_0 = 0$ pode haver corrente i_0 , que corresponde à corrente que circula no neutro do sistema devido ao desequilíbrio de fases das correntes de carga.

2.3 Teoria pq modificada

Em [9, 10] é apresentada a teoria pq modificada, por vezes também denominada teoria pq generalizada. A diferença fundamental entre a teoria pq original e a teoria modificada reside nas relações entre tensões, correntes e potências. Os trabalhos [15, 17, 18] discutem as semelhanças e diferenças entre essas duas teorias.

A teoria pq modificada, discutida em [9, 10], define novas potências instantâneas, aparentemente numa tentativa de resolver o problema da equação (2.47) quando $v_0 = 0$. Em [9, 10, 15] encontram-se as equações de correntes instantâneas (2.51) - (2.53), que substituem as correntes das equações (2.32) - (2.35) e (2.47) e dividem a corrente i_0 em uma parcela ativa i_0^p e uma parcela reativa i_0^q .

$$i_0 = \underbrace{\frac{v_0}{v_0^2 + v_\alpha^2 + v_\beta^2} p_{\alpha\beta 0}}_{i_0^p} + \underbrace{\frac{1}{v_0^2 + v_\alpha^2 + v_\beta^2} (v_\beta q_\alpha - v_\alpha q_\beta)}_{i_0^q} \quad (2.51)$$

$$i_\alpha = \underbrace{\frac{v_\alpha}{v_0^2 + v_\alpha^2 + v_\beta^2} p_{\alpha\beta 0}}_{i_\alpha^p} + \underbrace{\frac{1}{v_0^2 + v_\alpha^2 + v_\beta^2} (v_0 q_\beta - v_\beta q_0)}_{i_\alpha^q} \quad (2.52)$$

$$i_\beta = \underbrace{\frac{v_\beta}{v_0^2 + v_\alpha^2 + v_\beta^2} p_{\alpha\beta 0}}_{i_\beta^p} + \underbrace{\frac{1}{v_0^2 + v_\alpha^2 + v_\beta^2} (v_\alpha q_0 - v_0 q_\alpha)}_{i_\beta^q} \quad (2.53)$$

As potências q_α , q_β , q_0 e $p_{\alpha\beta 0}$ usadas nas equações (2.51) - (2.53) têm origem na equação (2.54).

$$\begin{bmatrix} p_{\alpha\beta 0} \\ q_0 \\ q_\alpha \\ q_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_0 & v_\alpha & v_\beta \\ 0 & -v_\beta & v_\alpha \\ v_\beta & 0 & -v_0 \\ -v_\alpha & v_0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (2.54)$$

É possível escrever a equação (2.55), análoga à equação da potência real instantânea da teoria pq original. A potência instantânea real $p_{\alpha\beta 0}$ depende apenas de correntes ativas, visto que as potências instantâneas associadas às correntes reativas anulam-se, como mostra (2.56).

$$p_{\alpha\beta 0} = v_0 i_0 + v_\alpha i_\alpha^p + v_\beta i_\beta^p \quad (2.55)$$

$$v_0 i_0^q + v_\alpha i_\alpha^q + v_\beta i_\beta^q = 0 \quad (2.56)$$

No que diz respeito ao conceito de potência instantânea reativa utilizado anteriormente (potências reativas são aquelas que se anulam quando somadas) as definições de potências e correntes, bem como as equações (2.55) e (2.56), da teoria pq modificada são consistentes.

As correntes das equações (2.32) - (2.35) e (2.47) são equivalentes às das equações (2.51) - (2.53) sob certas condições. A principal característica da teoria pq modificada, que advém da definição das potências elétricas da equação (2.54), é sua capacidade de dividir a corrente i_0 em uma parcela ativa i_0^p e uma parcela reativa i_0^q , como visto na equação (2.51).

Quando se tem $v_0 \neq 0$ e $i_0 \neq 0$ valem as relações (2.57) - (2.60) entre as potências das teorias original e modificada [15]. Nesse caso as duas teorias são distintas, pois produzem correntes de compensação diferentes. Na simulação 4, encontrada no próximo capítulo, será mostrado que a teoria pq modificada sob as condições $v_0 \neq 0$ e $i_0 \neq 0$ impossibilita a compensação da corrente de seqüência zero.

$$p_0 = \frac{v_0^2}{v_0^2 + v_\alpha^2 + v_\beta^2} p_{\alpha\beta 0} + \frac{v_0}{v_0^2 + v_\alpha^2 + v_\beta^2} (v_\beta q_\alpha - v_\alpha q_\beta) \quad (2.57)$$

$$p = \left(1 - \frac{v_0^2}{v_0^2 + v_\alpha^2 + v_\beta^2}\right) p_{\alpha\beta 0} - \frac{v_0}{v_0^2 + v_\alpha^2 + v_\beta^2} (v_\beta q_\alpha - v_\alpha q_\beta) \quad (2.58)$$

$$q = q_0 \quad (2.59)$$

$$p_0 + p = p_{\alpha\beta 0} \quad (2.60)$$

Quando se tem $v_0 = 0$ e $i_0 = 0$ valem as relações (2.61) e (2.62) entre as potências das teorias original e modificada [15], com $q_\alpha = q_\beta = 0$. Dessas relações resulta que as duas teorias são idênticas quando não existem componentes de sequência zero no sistema elétrico, pois nesse caso as correntes $i_\alpha^p, i_\beta^p, i_\alpha^q$ e i_β^q definidas nas equações (2.32) - (2.35) e (2.52) e (2.53) são idênticas.

$$p = p_{\alpha\beta 0} \quad (2.61)$$

$$q = q_0 \quad (2.62)$$

Quando $v_0 = 0$ e $i_0 \neq 0$ não existe potência de sequência zero no sistema, porém a corrente de sequência zero está presente devido à existência de corrente de neutro. Nesse caso obtém-se, a partir da equação (2.51), $i_0 = i_0^q$. Isso significa que a corrente de sequência zero é unicamente reativa e não possui parcela ativa (isso parece aceitável, pois sendo $v_0 = 0$ não há fluxo de potência entre a fonte e a carga). Nesse caso as relações (2.61) e (2.62) são novamente válidas, sendo idênticas as duas teorias no que diz respeito às potências instantâneas e às correntes ativas e reativas ($i_\alpha^p, i_\beta^p, i_\alpha^q$ e i_β^q). As duas teorias diferem apenas na maneira de lidar com a corrente de sequência zero i_0 mas, como será visto na simulação 5, no próximo capítulo, do ponto de vista de compensação de correntes as duas teorias são equivalentes com $v_0 = 0$ e $i_0 \neq 0$.

Na situação em que $v_0 \neq 0$ e $i_0 = 0$ também não existe potência de sequência zero (ou seja, $v_0 i_0 = 0$), porém a teoria modificada a partir da equação (2.54) fornece potências $p_{\alpha\beta 0}, q_0, q_\alpha$ e q_β a partir das quais, com as condições $v_0 \neq 0$ e $i_0 = 0$, obtém-se a corrente da equação (2.63), que é consistente quanto à inexistência de corrente de sequência zero. Os componentes i_0^p e i_0^q podem ser individualmente determinados de acordo com a equação (2.64). Disso, entretanto, não advém qualquer benefício, pois, como afirma [15], é impossível controlar independentemente os componentes ativo e reativo da corrente de sequência zero. Ademais, não há qualquer interesse, no caso de $v_0 \neq 0$ e $i_0 = 0$, na aplicação da teoria pq modificada, visto que essas condições correspondem a um sistema elétrico trifásico sem neutro com tensões desbalanceadas.

$$i_0 = i_0^p + i_0^q = 0 \quad (2.63)$$

$$i_0^p = -i_0^q = \frac{1}{v_0^2 + v_\alpha^2 + v_\beta^2} v_0 (v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta) \quad (2.64)$$

Capítulo 3

Compensação de correntes

Introdução

Como foi visto no capítulo introdutório deste trabalho, um dos blocos que compõem o filtro ativo paralelo é o compensador de correntes. Esse compensador é responsável por determinar as correntes de compensação necessárias para eliminar correntes harmônicas, correntes reativas e correntes de sequência zero do sistema elétrico, conforme o tipo de compensação desejado.

A escolha do método de compensação de correntes é uma das principais tarefas no projeto de um filtro ativo paralelo. Neste capítulo são estudados apenas alguns métodos de compensação de correntes, pois estudos e comparações envolvendo todos os métodos existentes estão fora do escopo deste trabalho. Os métodos baseados em teorias de potências instantâneas e em transformação de coordenadas são já bastante conhecidos na literatura técnica. O método de compensação com neurônios adaptativos, último assunto deste capítulo, é pouco conhecido e pouco explorado, tendo sido até então utilizado apenas para sistemas com três fios em referências como [19–21].

3.1 Método de compensação baseado na teoria pq

O método de compensação de correntes baseado na teoria das potências instantâneas, ou teoria pq , é um dos mais amplamente conhecidos. Em [7, 8, 22] encontram-se estudos sobre a compensação de correntes para sistemas equilibrados com três fios. Em [16, 23] encontram-se estudos aplicados a sistemas desequilibrados com quatro fios.

O capítulo anterior mostrou que as potências real p , imaginária q e de sequência zero p_0 , definidas nas equações (2.26), (2.27) e (2.45), são constituídas de componentes contínuos (\bar{p} , \bar{q} e \bar{p}_0) e componentes oscilatórios (\tilde{p} , \tilde{q} e \tilde{p}_0). Essa separação em componentes é mostrada nas equações (2.40), (2.41) e (2.50).

As equações (2.32) - (2.35) e (2.47) mostram que as correntes do sistema elétrico podem ser separadas em componentes ativos, reativos e de seqüência zero. Os componentes ativos dependem diretamente da potência instantânea real p . Os componentes reativos dependem da potência instantânea imaginária q . Os componentes de seqüência zero dependem da potência de seqüência zero p_0 . Cada componente ativo e reativo pode ainda ser dividido em uma parte fundamental (associada à parcela contínua da potência, \bar{p} ou \bar{q}) e uma parte harmônica (associada à parcela oscilatória da potência, \tilde{p} ou \tilde{q}), como sugerem as figuras 2.17 e 2.18.

Por meio de um filtro ativo paralelo com quatro fios, como aquele visto na figura 1.1, é possível compensar correntes ativas harmônicas, correntes reativas (harmônicas e fundamentais) e correntes de seqüência zero originadas em sistemas elétricos com quatro fios por cargas não lineares desequilibradas. De acordo com o tipo de compensação desejado podem-se eliminar todas essas correntes ou apenas algumas delas.

A determinação das correntes de compensação requer o cálculo das potências instantâneas p_L , q_L e p_{L_0} , que são as potências desenvolvidas pela carga do sistema elétrico. O cálculo das potências é feito através da equação (2.46), reproduzida em (3.1) por conveniência. As tensões v_α , v_β e v_0 são as tensões da fonte elétrica expressas no sistema $\alpha\beta 0$.

$$\begin{bmatrix} p_L \\ q_L \\ p_{L_0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta & 0 \\ -v_\beta & v_\alpha & 0 \\ 0 & 0 & v_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L_\alpha} \\ i_{L_\beta} \\ i_{L_0} \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

As separações das parcelas oscilatórias e contínuas das potências p_L e q_L mostradas nas equações (3.2) - (3.4) podem ser realizadas por meio de filtros passa-baixas, como mostra a figura 3.1. A frequência de corte dos filtros deve estar abaixo da frequência fundamental para que os componentes harmônicos sejam separados dos componentes fundamentais. Filtros passa-baixas são preferidos aos passa-altas por apresentarem pouca ou nenhuma defasagem angular nas baixas frequências.

$$p_L = \bar{p}_L + \tilde{p}_L \quad (3.2)$$

$$q_L = \bar{q}_L + \tilde{q}_L \quad (3.3)$$

$$p_{L_0} = \bar{p}_{L_0} + \tilde{p}_{L_0} \quad (3.4)$$

As correntes de compensação de um filtro ativo trifásico com quatro fios podem ser calculadas pelas equações (3.5) - (3.7), que são as equações (2.32) - (2.35) e (2.47) apresentadas anteriormente.

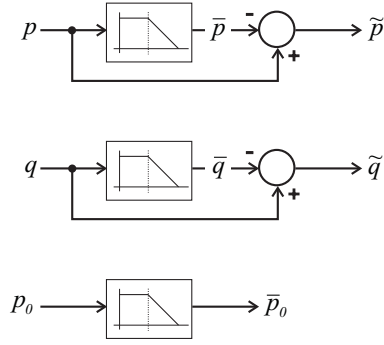


Figura 3.1: Separação dos componentes contínuos e oscilatórios das potências com filtros passa-baixas.

$$i_{C_\alpha} = \frac{v_\alpha}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} p_C - \frac{v_\beta}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} q_C \quad (3.5)$$

$$i_{C_\beta} = \frac{v_\beta}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} p_C + \frac{v_\alpha}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} q_C \quad (3.6)$$

$$i_{C_0} = \frac{p_{C_0}}{v_0} \quad (3.7)$$

As potências de compensação p_C , q_C e p_{C_0} empregadas nas equações (3.5) - (3.7) podem ser calculadas de acordo com a estratégia de compensação desejada. Se o filtro ativo for utilizado apenas para corrigir desequilíbrios do sistema elétrico e para compensar potência reativa, ou seja, apenas para compensar a corrente de sequência zero (corrente de neutro) e as correntes reativas instantâneas, pode ser adotada a estratégia definida pelas equações (3.8) - (3.10), segundo [15].

$$p_{C_0} = p_{L_0} \quad (3.8)$$

$$p_C = -p_{L_0} \quad (3.9)$$

$$q_C = q_L \quad (3.10)$$

A equação (3.8) faz com que o filtro ativo elimine o fluxo de potência de sequência zero na fonte elétrica. Isso elimina a corrente de neutro e torna equilibrado o sistema visto pela fonte. A equação (3.9) impõe $p_C + p_{C_0} = 0$, o que indica que o fluxo de potência real instantânea do filtro ativo é sempre nulo; em outras palavras, o filtro ativo processa apenas potência imaginária (associada às correntes instantâneas reativas). A equação (3.10) faz com que toda a potência imaginária (e conseqüentemente

a potência reativa) da fonte seja compensada. Essa compensação não requer capacitores de armazenamento porque a soma das potências instantâneas reativas p_α^q e p_β^q é sempre nula - vide equação (2.37). Isso permite que o filtro opere sem capacitores para armazenamento de energia [15].

Se o filtro ativo for utilizado para compensar as potências real harmônica, imaginária (incluindo os componentes fundamental e harmônicos) e de seqüência zero, deixando na fonte apenas o fluxo de potência ativa fundamental, pode ser adotada a estratégia definida pelas equações (3.11) - (3.13).

$$p_{C_0} = p_{L_0} \quad (3.11)$$

$$p_C = \tilde{p}_L - \bar{p}_{L_0} \quad (3.12)$$

$$q_C = q_L \quad (3.13)$$

A equação (3.11) força a compensação de toda a potência de seqüência zero na fonte elétrica. A equação (3.12) faz com que o filtro ativo compense a potência harmônica \tilde{p}_L , eliminando o fluxo de potência harmônica da fonte, e retire da fonte a potência ativa constante \bar{p}_{L_0} necessária para o balanço de energia dentro do filtro ativo [23]. Nesse caso, por haver fluxo de potência ativa no filtro, requer-se o uso de uma fonte de energia para a realização da compensação. Mas como o valor médio de \tilde{p}_L é nulo, basta que sejam empregados capacitores de armazenamento, sem a necessidade de uma fonte ativa de energia - esse assunto é discutido nos trabalhos [16, 23].

Independentemente da estratégia de compensação adotada componentes de seqüência zero podem estar presentes ou não no sistema elétrico. Quando $v_0 = 0$ tem-se $p_{L_0} = 0$, porém pode-se ainda ter $i_{L_0} \neq 0$. Nesse caso a equação (2.47) é impossível. Todavia, independentemente do valor de v_0 , as equações (3.5) e (3.6) têm existência garantida e a equação (3.7) pode ser rescrita como (3.14).

$$i_{C_0} = \frac{p_{C_0}}{v_0} = \frac{v_0 i_{L_0}}{v_0} = i_{L_0} \quad (3.14)$$

A equação (3.14) mostra que a corrente de seqüência zero da carga i_{L_0} existe independentemente do valor de p_{L_0} , fato que se comprova na prática. Naturalmente, mesmo com $v_0 = 0$ e $p_{L_0} = 0$, sempre é possível existir corrente de neutro no sistema, bastando que a carga esteja desequilibrada.

3.1.1 Simulações

A seguir são apresentados resultados de simulações com um filtro ativo baseado na teoria pq . A primeira simulação, baseada nas equações (3.8) - (3.10), realiza a compensação das potências imaginária q_L e de sequência zero p_{L_0} . As duas outras simulações, baseadas nas equações (3.11) - (3.13), realizam a compensação das potências real harmônica \tilde{p}_L , imaginária q_L e de sequência zero p_{L_0} .

Esta e as demais simulações deste capítulo, cujos resultados são mostrados nas próximas seções, foram realizadas com o módulo Simulink do *software* Matlab 6.5. O esquema geral do filtro ativo simulado encontra-se na figura 3.2, onde uma fonte trifásica com neutro alimenta uma carga não linear. A carga utilizada pode ser vista na figura 3.3, onde $R_1 = R_2 = 10\Omega$ e $R_3 = 50\Omega$. Nos modelos simulados são desprezadas as impedâncias da fonte e das linhas. Os indutores de acoplamento das fases (L_a , L_b e L_c) têm indutâncias de 2mH. O inversor de potência é alimentado com tensão contínua $V_{DC} = V_{C1} + V_{C2} = 300V$.

Todas as simulações foram realizadas com um sistema de filtro ativo completo modelado no Simulink. No modelo simulado empregou-se o método de controle de correntes com modulação vetorial tridimensional e com reguladores proporcionais e integrais. O controlador de correntes, que será analisado em detalhes no próximo capítulo, encontra-se esquematizado na figura 3.4. Os reguladores foram ajustados com $k_p = 0,769$ e $k_i = 2638,406$. Nestas simulações não é considerado o problema do controle das tensões dos capacitores, assunto que será abordado no capítulo que trata do controle de correntes. São consideradas constantes as tensões dos capacitores do barramento de tensão contínua pois o interesse deste capítulo é unicamente estudar o desempenho dos métodos de compensação de correntes.

Simulação 1: Compensação da potência imaginária q_L e da potência de sequência zero p_{L_0} com tensões distorcidas na fonte

Nesta simulação o filtro ativo realiza a compensação das potências imaginária ($q_L = \bar{q}_L + \tilde{q}_L$) e de sequência zero ($p_{L_0} = \bar{p}_{L_0} + \tilde{p}_{L_0}$). As correntes de compensação i_{C_α} e i_{C_β} são determinadas pela substituição das equações (3.9) e (3.10) nas equações (3.5) e (3.6). A corrente de compensação i_{C_0} é determinada pela equação (3.14). O esquema do compensador de correntes (usado para determinar as correntes de compensação) usado nesta simulação é mostrado na figura 3.5. As tensões da fonte utilizadas na simulação, mostradas na figura 3.6, têm as seguintes composições (em valores de pico): 100V (60Hz) e 5V (300Hz) na fase a , 80V (60Hz) e 4V (300Hz) na fase b , 100V (60Hz) e 3V (300Hz) na fase c .

Foi simulado o caso em que $v_0 \neq 0$ (pois as tensões são desequilibradas e apresentam distorções), porém a compensação da corrente de sequência zero realiza-se igualmente com $v_0 = 0$, sendo que a única diferença entre essas duas situações estaria, segundo [7], na existência ou não de fluxo de potência de sequência zero entre a carga e o filtro ativo. Como a corrente

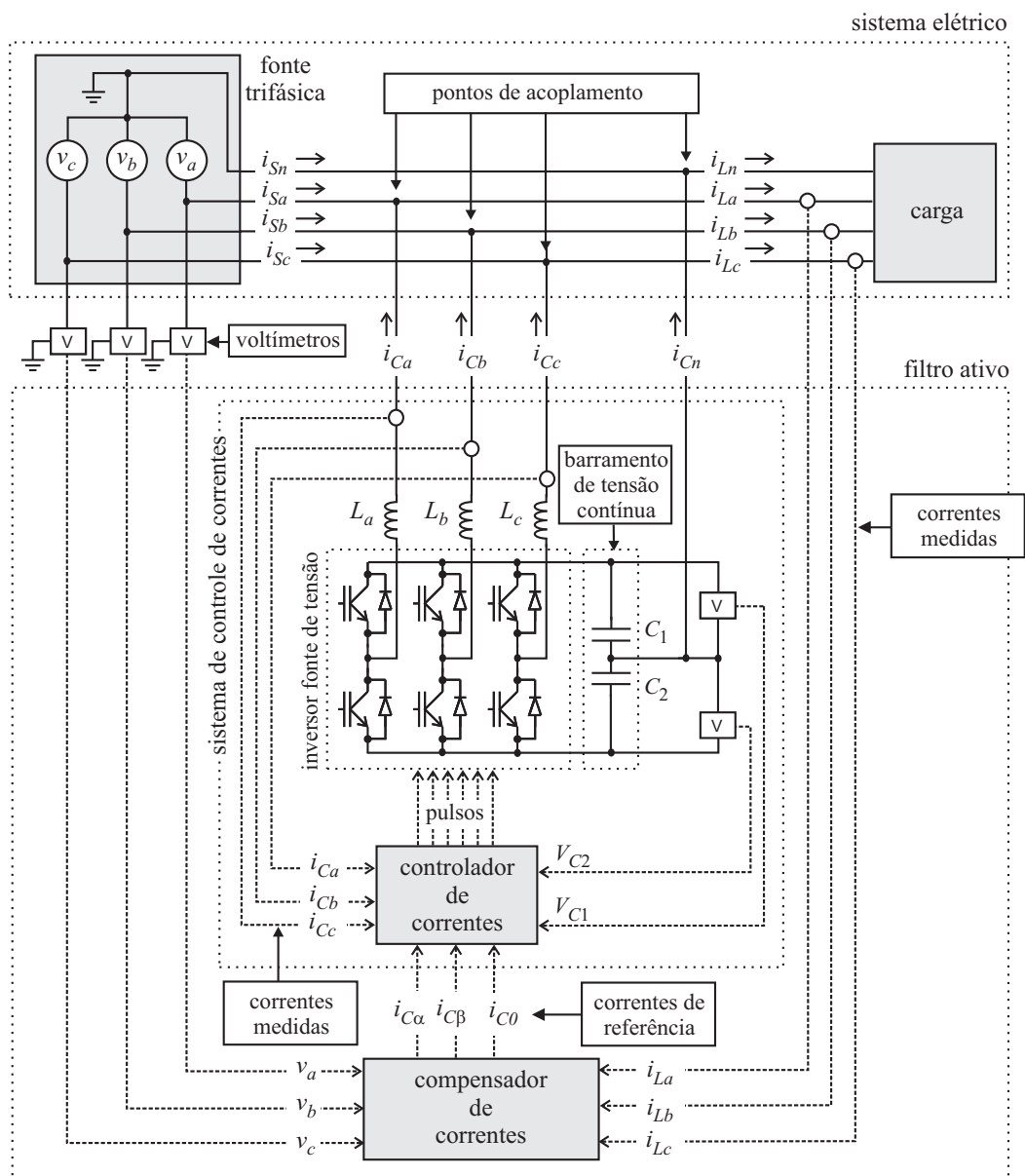


Figura 3.2: Esquema de filtro ativo paralelo trifásico com quatro fios usado nas simulações.

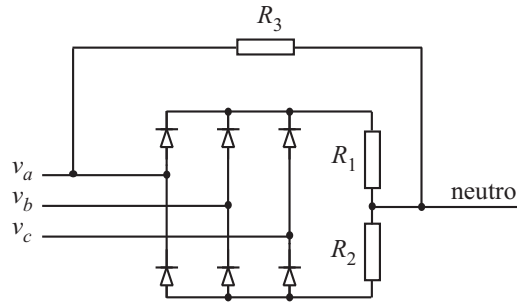


Figura 3.3: Carga não linear usada nas simulações.

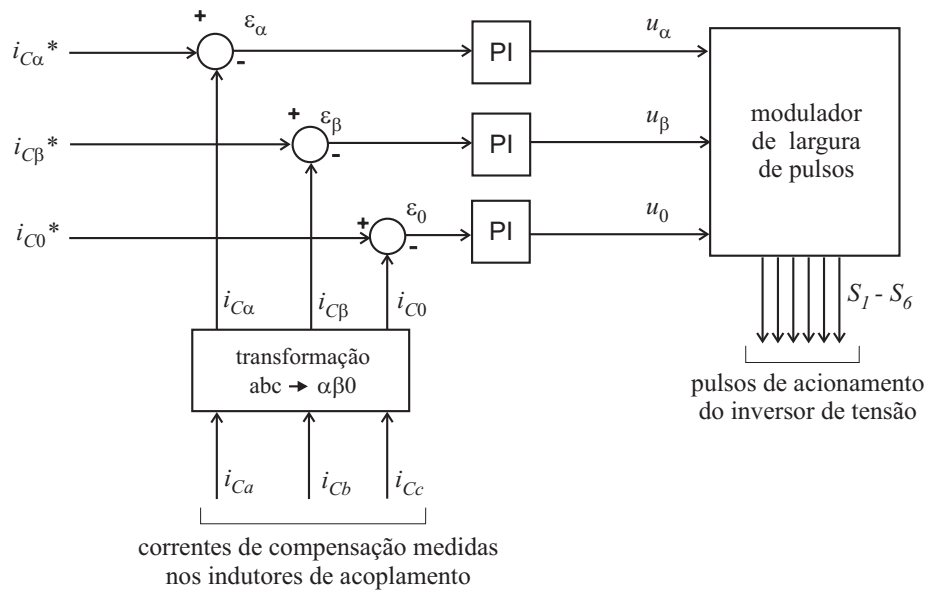


Figura 3.4: Controlador de correntes com reguladores PI.

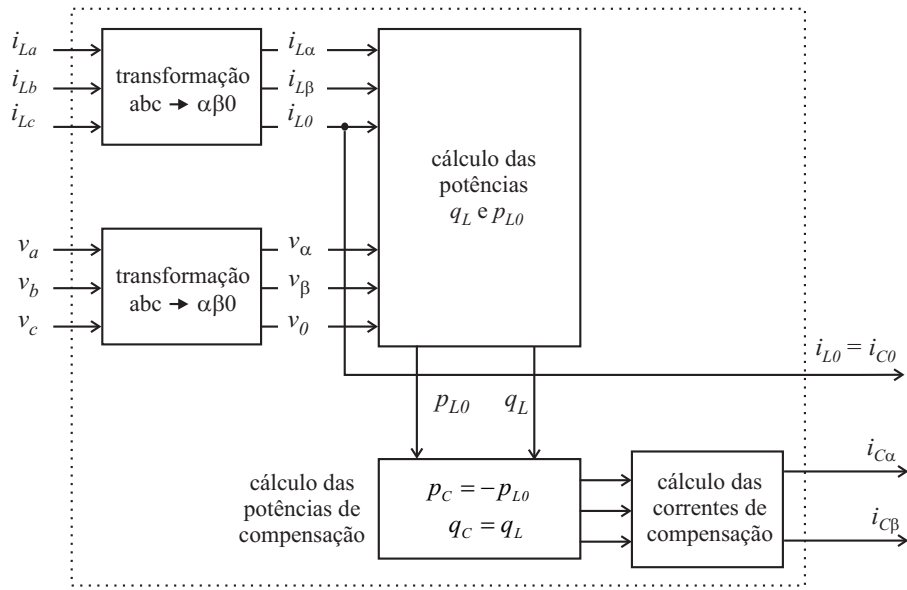


Figura 3.5: Simulação 1 - determinação das correntes de compensação usando a teoria pq .

de compensação de sequência zero é dada por (3.14), a corrente de neutro é compensada independentemente da existência ou inexistência de potência de sequência zero.

As figuras a seguir mostram os resultados da simulação. Na figura 3.7 pode-se ver que a carga desenvolve potências real ($p_L = \bar{p}_L + \tilde{p}_L$), imaginária ($q_L = \bar{q}_L + \tilde{q}_L$) e de sequência zero ($p_{L0} = \bar{p}_{L0} + \tilde{p}_{L0}$). A figura 3.8 mostra que o filtro ativo compensa toda a potência de sequência zero e toda a potência imaginária. A potência p_{L0} é compensada através da potência p_C retirada da fonte, de forma que a soma instantânea $p_{C0} + p_C$ é sempre nula; isso significa que o filtro ativo pode operar sem capacitores para armazenamento de energia, pois toda a energia usada na compensação é retirada da fonte na forma de potência real, segundo [7]. A figura 3.9 mostra as potências resultantes; na fonte elétrica resta apenas fluxo de potência real, sendo completamente compensadas as potências imaginária e de sequência zero.

A figura 3.10 mostra as correntes da carga distorcidas e desequilibradas, a figura 3.11 mostra as correntes de compensação injetadas pelo filtro ativo e a figura 3.12 mostra as correntes compensadas da fonte. A existência de corrente de neutro na carga evidencia o desequilíbrio entre as fases do sistema. A figura 3.12 mostra que o filtro ativo elimina a corrente de neutro da fonte elétrica, tornando o sistema equilibrado (a soma instantânea das três correntes de fase passa a ser nula).

A figura 3.13 mostra o que ocorre com a corrente de compensação e com a corrente da fonte da fase a durante os instantes iniciais da simulação. Percebe-se que a compensação se estabelece imediatamente, pois não são empregados filtros nos sinais de potência. Num sistema real, entretanto, ocorreria alguma demora para o estabelecimento da compensação devido à dinâmica de carregamento dos capacitores do filtro ativo, que devem ter sua tensão estabilizada (neste caso, $V_{DC} = 300V$).

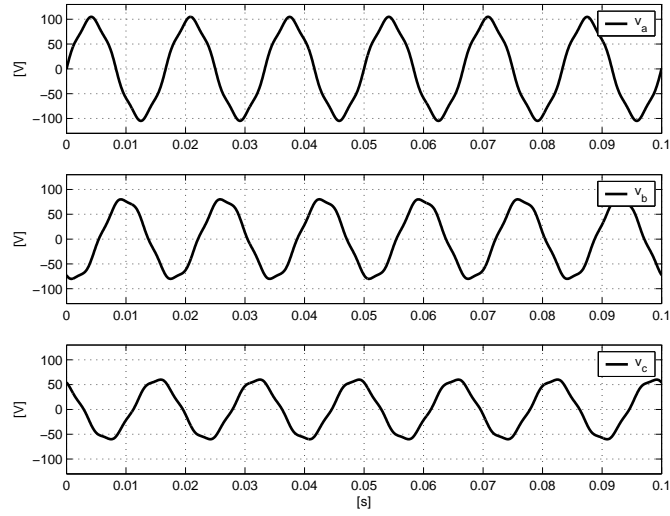


Figura 3.6: Tensões distorcidas da fonte.

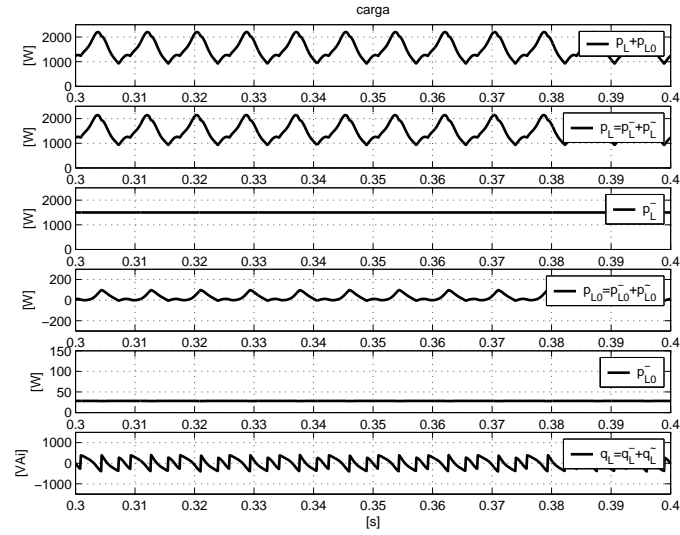


Figura 3.7: Simulação 1 - potências da carga.

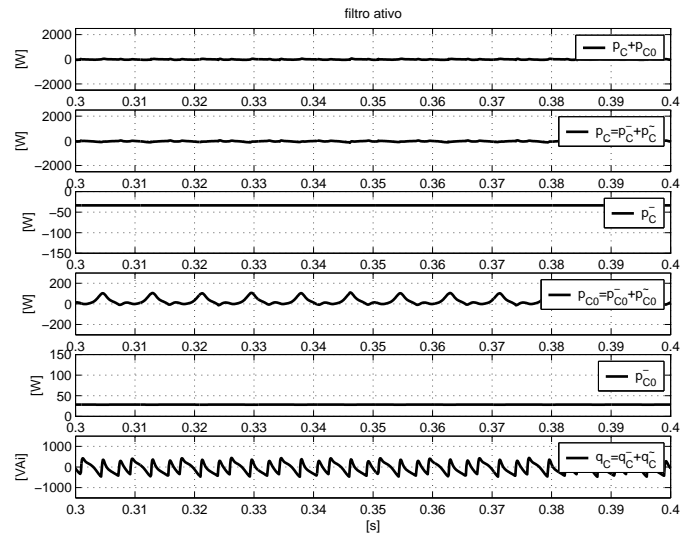


Figura 3.8: Simulação 1 - potências do filtro ativo.

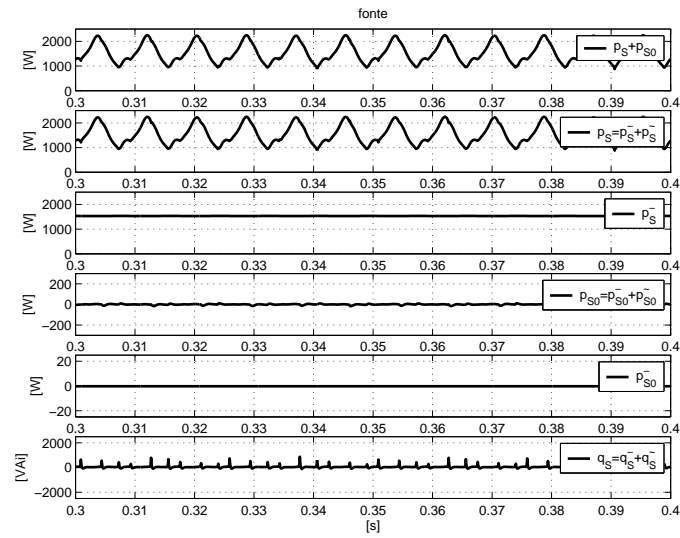


Figura 3.9: Simulação 1 - potências da fonte.

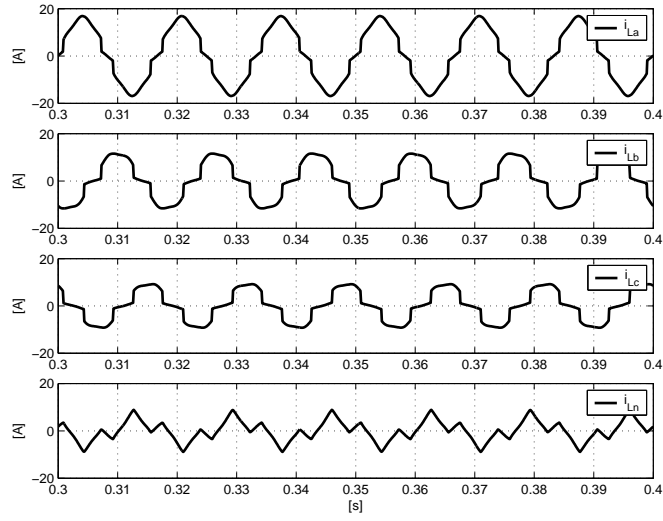


Figura 3.10: Simulação 1 - correntes da carga.

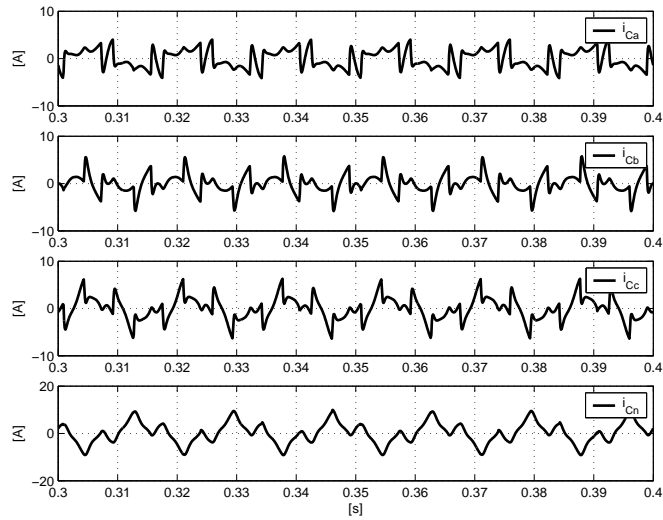


Figura 3.11: Simulação 1 - correntes de compensação do filtro ativo.

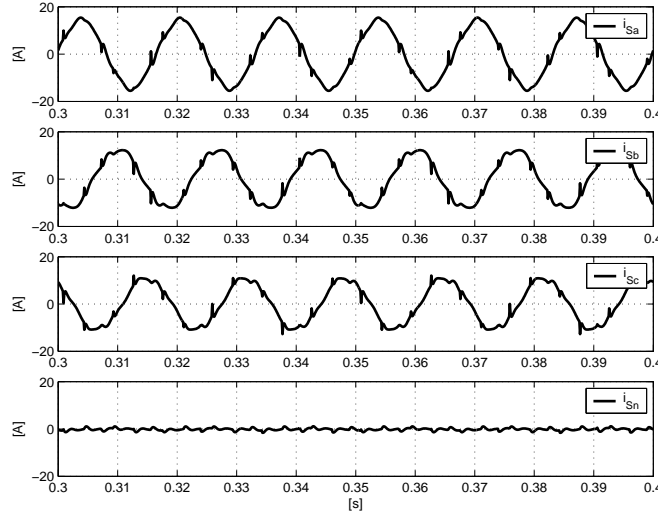


Figura 3.12: Simulação 1 - correntes compensadas da fonte.

Embora a compensação estudada neste caso possa ser realizada sem o uso de capacitores, na prática esses elementos são necessários para manter a tensão do barramento do inversor, possibilitando a operação dos transistores. Em todas as simulações deste capítulo os estados iniciais dos capacitores são previamente ajustados para que se tenha $V_{DC} = 300V$ em $t = 0s$.

Simulação 2: Compensação da potência imaginária q_L , da potência real harmônica \tilde{p}_L e da potência de seqüência zero p_{L_0} com tensões distorcidas na fonte

Nesta simulação o filtro ativo realiza a compensação das potências imaginária q_L , real harmônica \tilde{p}_L e de seqüência zero p_{L_0} . As correntes de compensação i_{C_α} e i_{C_β} são determinadas pela substituição das equações (3.12) e (3.13) nas equações (3.5) e (3.6). A corrente de compensação i_{C_0} é determinada pela equação (3.14). A figura 3.14 mostra o esquema do compensador de correntes, onde são usados filtros passa-baixas de segunda ordem com frequência de corte de 16Hz para a separação das parcelas oscilatórias das potências. As tensões da fonte desta simulação são iguais às usadas na simulação anterior, encontradas na figura 3.6.

A figura 3.15 mostra as potências da carga, a figura 3.16 mostra as potências do filtro ativo e a figura 3.17 mostra as potências resultantes na fonte elétrica. A figura 3.15 mostra que na carga estão presentes as potências $p_{L_0} = \bar{p}_{L_0} + \tilde{p}_{L_0}$, $q_L = \bar{q}_L + \tilde{q}_L$ e $p_L = \bar{p}_L + \tilde{p}_L$. A figura 3.17 mostra que o filtro ativo injeta no sistema as potências de compensação $p_{C_0} = p_{L_0}$, $q_C = q_L$ e $p_C = \tilde{p}_L - \bar{p}_{L_0}$. No cálculo de p_C é necessário subtrair \bar{p}_{L_0} para fazer com que o filtro ativo retire da fonte a potência necessária para compensar totalmente a potência p_{L_0} apenas com o uso de capacitores no barramento de tensão contínua. Dessa forma a potência \bar{p}_{L_0} é compensada com energia retirada da fonte na forma de potência ativa constante

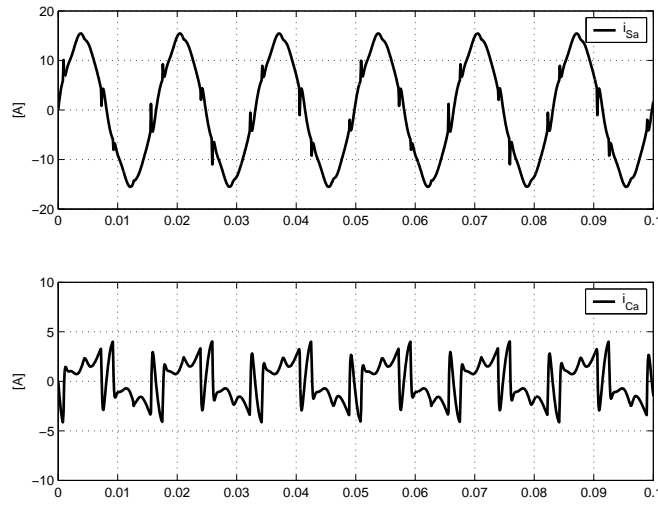


Figura 3.13: Simulação 1 - correntes i_{S_a} e i_{C_a} nos instantes iniciais.

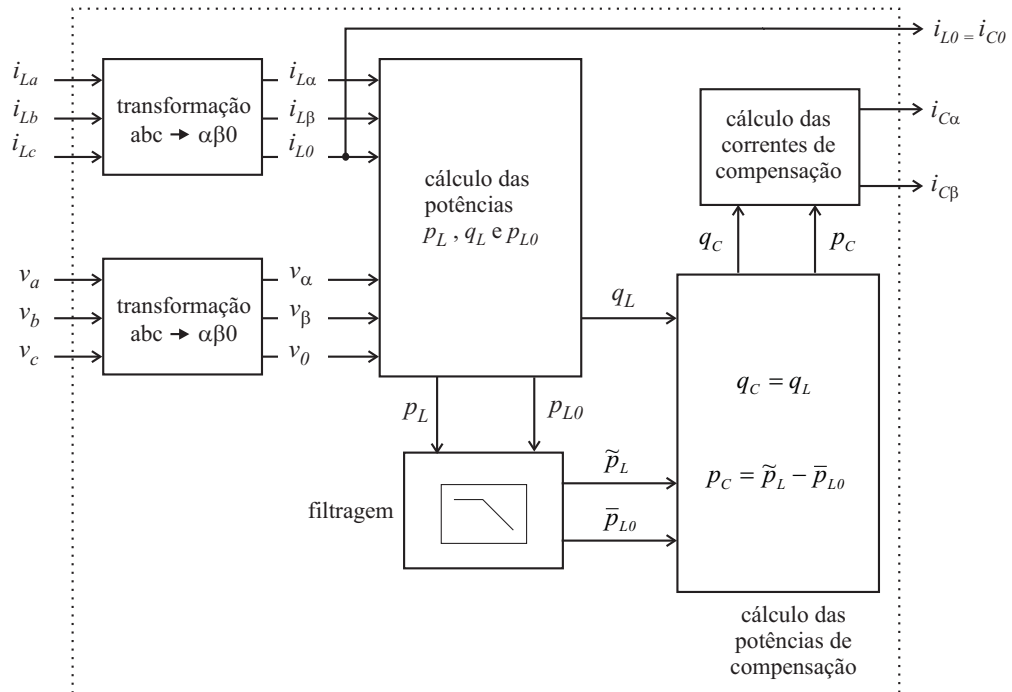


Figura 3.14: Simulação 2 - determinação das correntes de compensação.

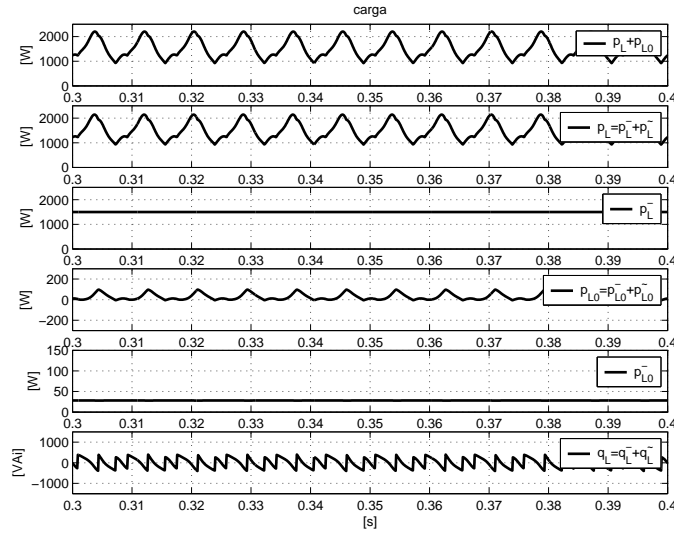


Figura 3.15: Simulação 2 - potências da carga.

e a potência \tilde{p}_{L0} , por ter valor médio nulo, pode ser compensada com o armazenamento de energia nos capacitores.

Como resultado desta compensação obtém-se na fonte elétrica apenas fluxo constante de potência real, ou seja, a fonte fornece potência ativa constante para o conjunto composto pela carga e pelo filtro ativo. A potência imaginária é totalmente compensada, o que representa a eliminação das correntes reativas harmônicas e das correntes reativas fundamentais da fonte. A potência de sequência zero é totalmente eliminada pois a corrente de neutro é compensada. A potência ativa da carga tem apenas sua parte oscilatória compensada, o que resulta na eliminação das correntes ativas harmônicas. A figura 3.17 ilustra o resultado da compensação.

A figura 3.18 mostra as correntes da carga, a figura 3.19 mostra as correntes de compensação injetadas pelo filtro ativo e a figura 3.20 mostra as correntes compensadas da fonte do sistema elétrico. Na figura 3.20 vê-se que o filtro ativo elimina a corrente de neutro da fonte mas não elimina o conteúdo harmônico das três correntes de fase. O conteúdo harmônico não é eliminado porque o algoritmo de compensação baseado na teoria pq elimina apenas o componente oscilatório do fluxo de potência da fonte. A eliminação da potência oscilatória garante a compensação das correntes harmônicas das três fases apenas nos casos em que as tensões da fonte não são distorcidas, ou seja, quando são perfeitamente senoidais e equilibradas.

A figura 3.21 mostra o que ocorre com a corrente de compensação e com a corrente da fonte da fase a durante os instantes iniciais da simulação. Percebe-se que a compensação não se estabelece imediatamente, pois na determinação das correntes de compensação são empregados filtros passa-baixas que demoram alguns ciclos da frequência fundamental para entrar em regime estacionário. Num sistema real ocorreria ainda alguma demora adicional para o estabelecimento da compensação devido à dinâmica de carregamento dos capacitores, como foi discutido na simulação anterior.

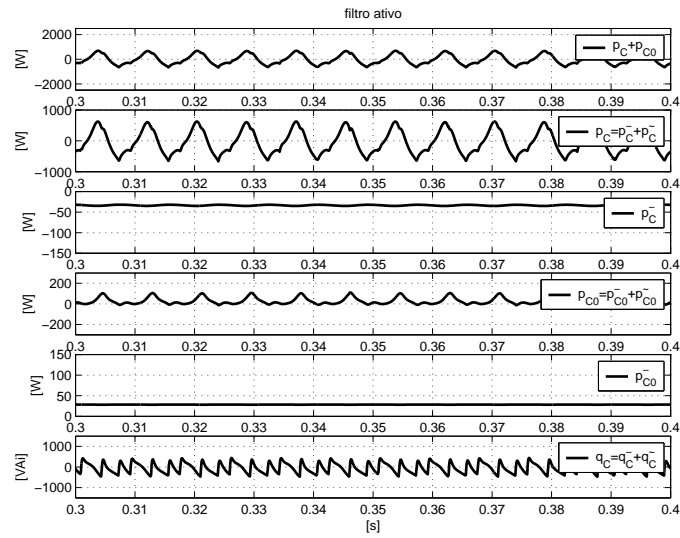


Figura 3.16: Simulação 2 - potências do filtro ativo.

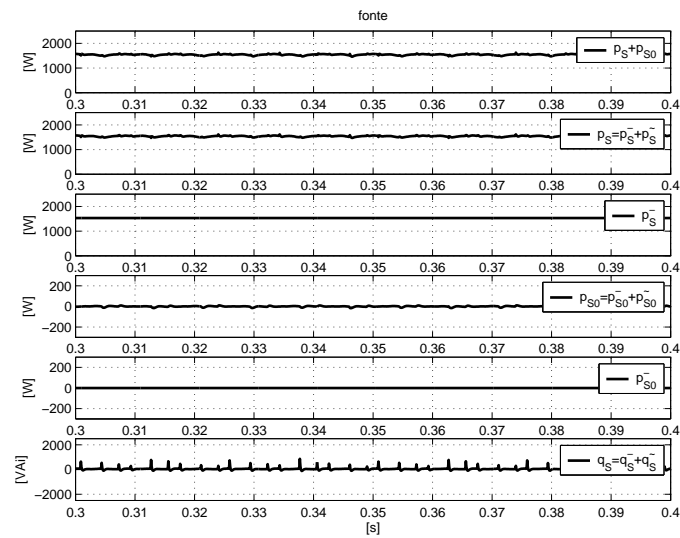


Figura 3.17: Simulação 2 - potências da fonte.

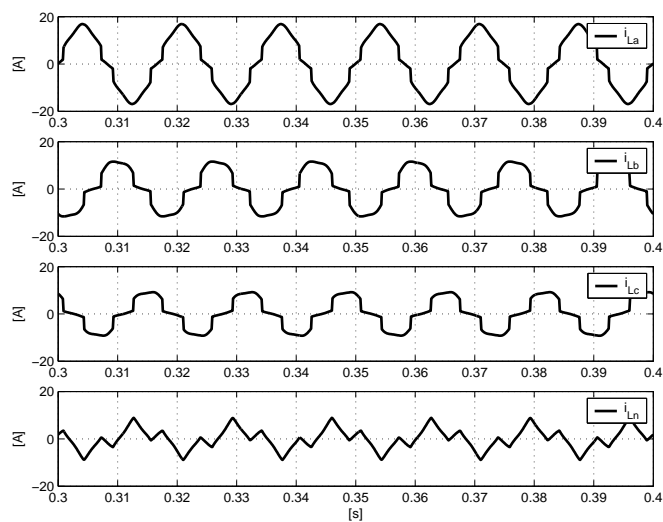


Figura 3.18: Simulação 2 - correntes da carga.

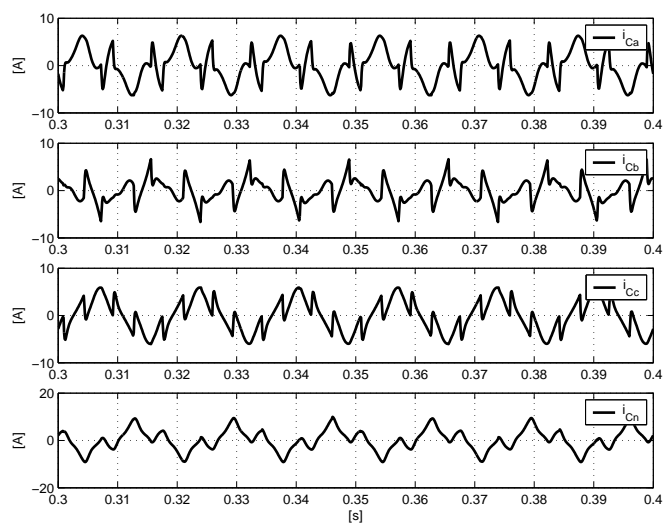


Figura 3.19: Simulação 2 - correntes de compensação do filtro ativo.

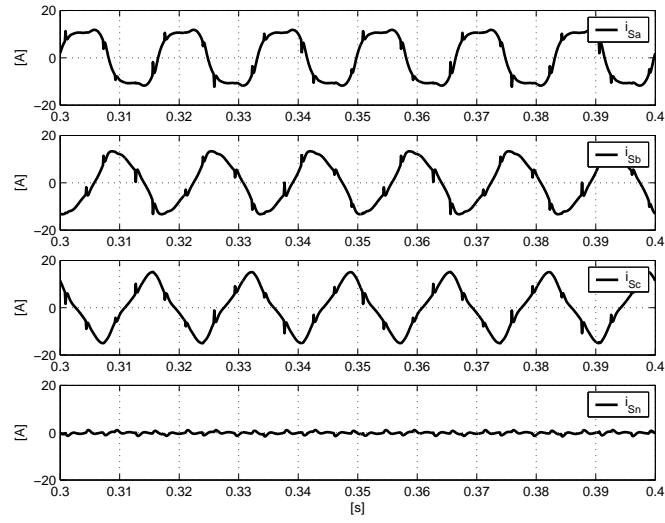


Figura 3.20: Simulação 2 - correntes compensadas da fonte.

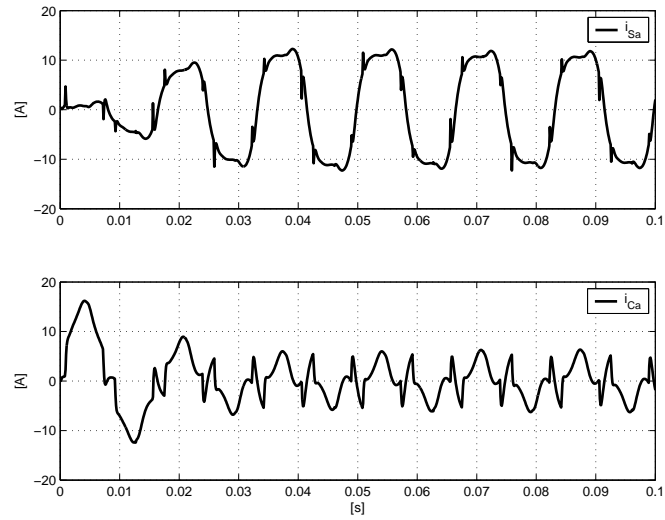


Figura 3.21: Simulação 2 - correntes i_{S_a} e i_{C_a} nos instantes iniciais.

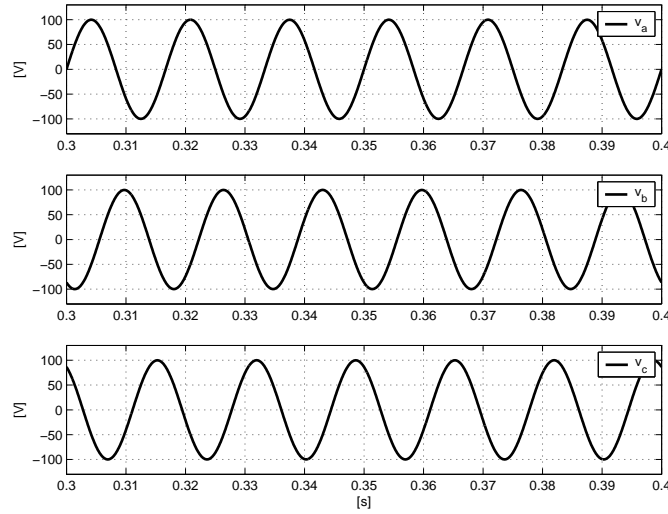


Figura 3.22: Simulação 3 - tensões senoidais da fonte.

Simulação 3: Compensação da potência imaginária q_L , da potência real harmônica \tilde{p}_L e da corrente de sequência zero i_{L_0} com tensões não distorcidas na fonte

Nesta simulação o filtro ativo realiza a compensação das potências imaginária q_L e real harmônica \tilde{p}_L . As correntes de compensação i_{C_α} e i_{C_β} são determinadas pela substituição das equações (3.12) e (3.13) nas equações (3.5) e (3.6). A corrente de compensação i_{C_0} é determinada pela equação (3.14). O esquema de compensação de correntes é o mesmo encontrado na figura 3.14. As tensões utilizadas nesta simulação, mostradas na figura 3.22, são perfeitamente senoidais e equilibradas, portanto não há potência de sequência zero no sistema.

A figura 3.23 mostra que na carga estão presentes apenas as potências real e imaginária, não existe potência de sequência zero. A figura 3.24 mostra que o filtro ativo compensa toda a potência imaginária da carga e a parte oscilatória da potência real. A figura 3.25 mostra o resultado da compensação. Na fonte do sistema elétrico resta apenas fluxo de potência real constante, correspondente às correntes ativas na frequência fundamental. A eliminação da parcela oscilatória da potência real, neste caso, corresponde à eliminação das correntes ativas harmônicas.

A figura 3.26 mostra as correntes da carga, que são bastante distorcidas e desequilibradas. A figura 3.27 mostra as correntes de compensação injetadas pelo filtro ativo. A figura 3.28 mostra as correntes resultantes na fonte do sistema elétrico, senoidais e equilibradas. A figura 3.29 mostra como se comportam as correntes de compensação e da fonte da fase a durante os instantes iniciais da simulação.

A figura 3.30 mostra o espectro de frequências da corrente de carga i_{L_a} até 5kHz. A figura 3.31 mostra o espectro de frequências da corrente de compensação i_{C_a} , onde apenas os componentes harmônicos, exceto por um pequeno componente

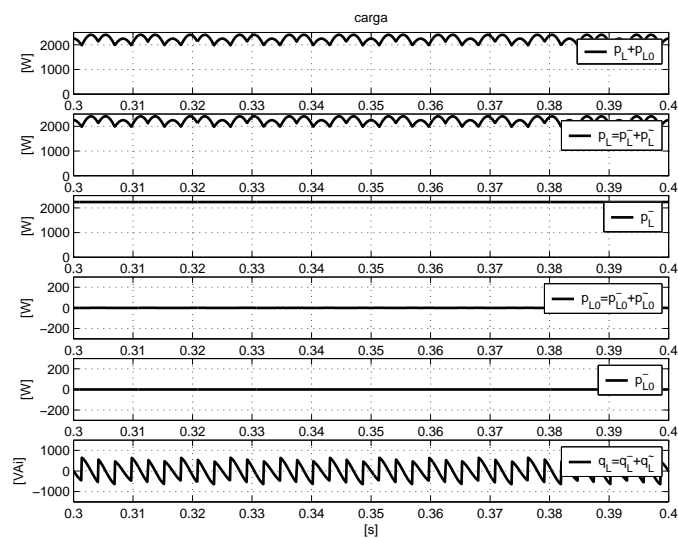


Figura 3.23: Simulação 3 - potências da carga.

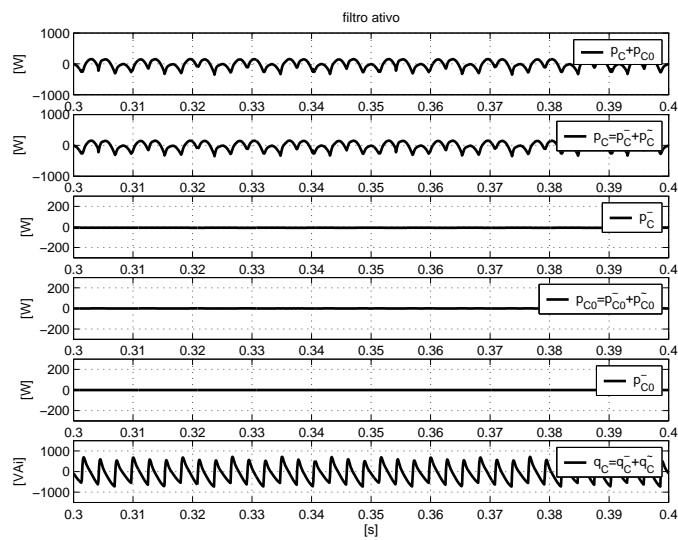


Figura 3.24: Simulação 3 - potências do filtro ativo.

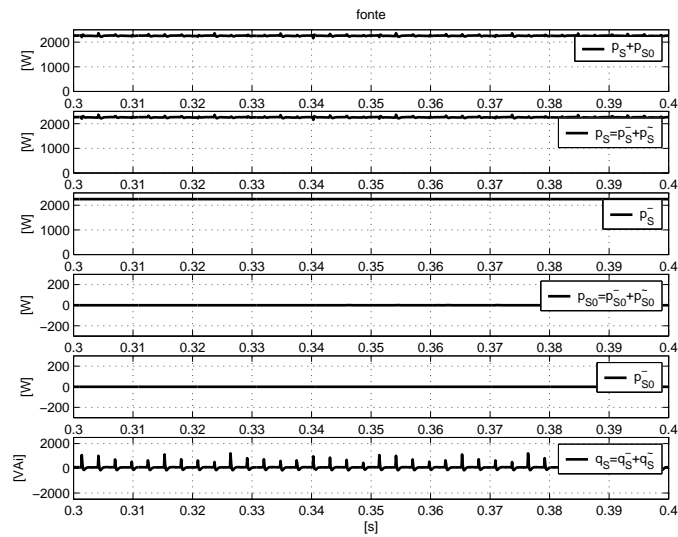


Figura 3.25: Simulação 3 - potências da fonte.

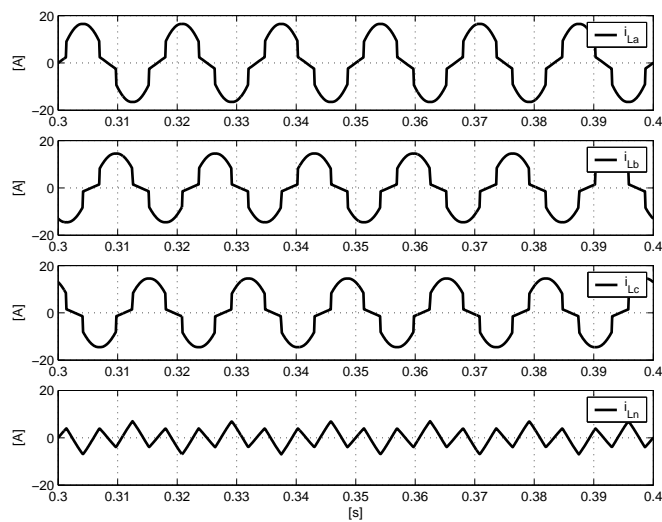


Figura 3.26: Simulação 3 - correntes da carga.

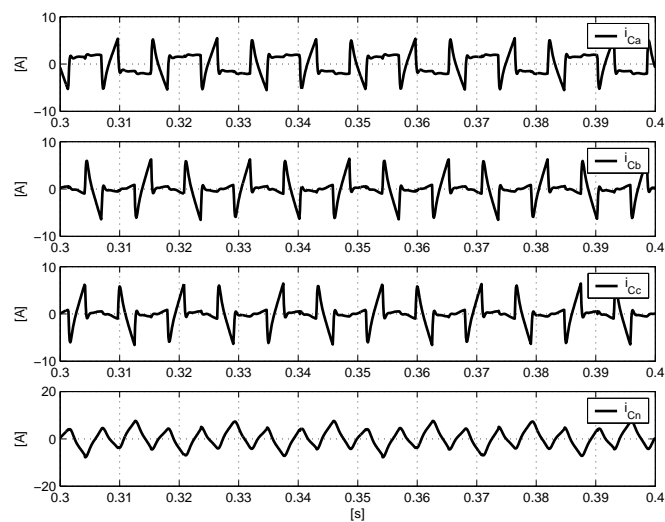


Figura 3.27: Simulação 3 - correntes de compensação do filtro ativo.

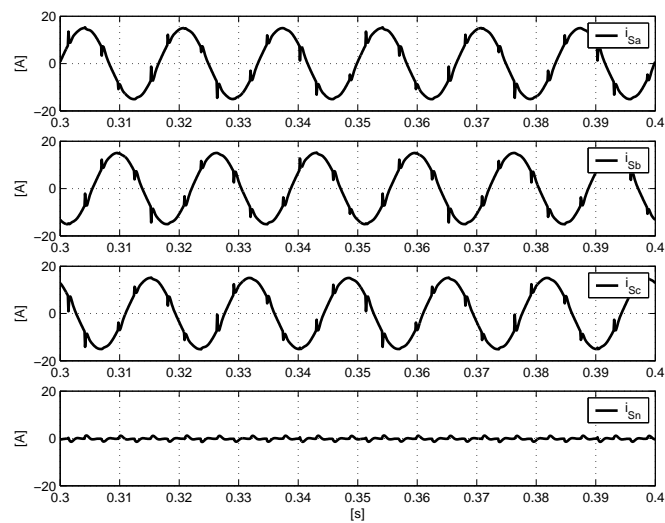


Figura 3.28: Simulação 3 - correntes compensadas da fonte.

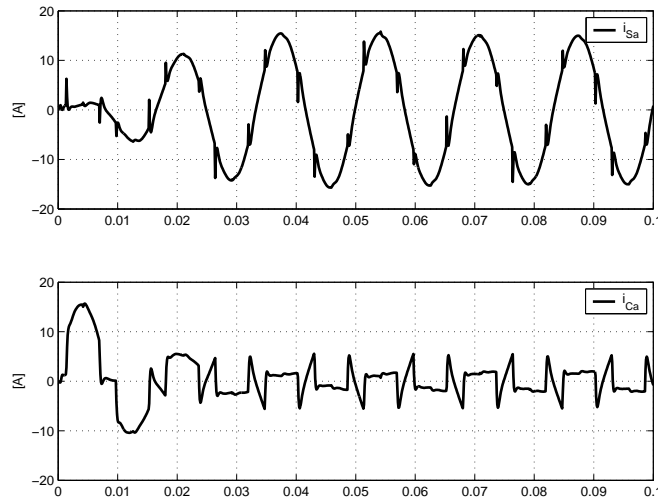


Figura 3.29: Simulação 3 - correntes i_{S_a} e i_{C_a} nos instantes iniciais.

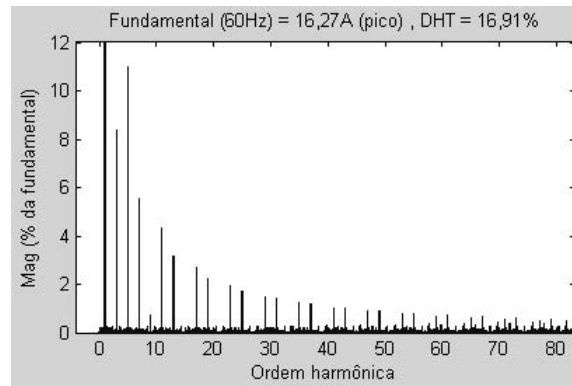


Figura 3.30: Simulação 3 - espectro de freqüências de i_{L_a} .

fundamental (necessário para balancear a fase a), estão presentes. A figura 3.32 mostra o espectro da corrente compensada da fonte i_{S_a} .

A distorção harmônica total da corrente de carga, calculada de acordo com a definição (2.17), é de 16,91%. Após a compensação obtém-se na fonte uma corrente com DHT = 6,68%.

É interessante notar que se o esquema de compensação utilizado aqui fosse o da figura 3.33 seriam obtidos os resultados mostrados acima (com correntes senoidais na fonte) mesmo na presença de tensões distorcidas. Um sistema de *PLL* aplicado às entradas de tensão do compensador de correntes faz com que o processo de compensação seja efetuado como se as tensões do sistema elétrico fossem senoidais. O sistema de *PLL*, que é descrito no apêndice B, fornece os sinais senoidais v_{a1} , v_{b1} e v_{c1} sincronizados com os componentes fundamentais das três tensões de fase.

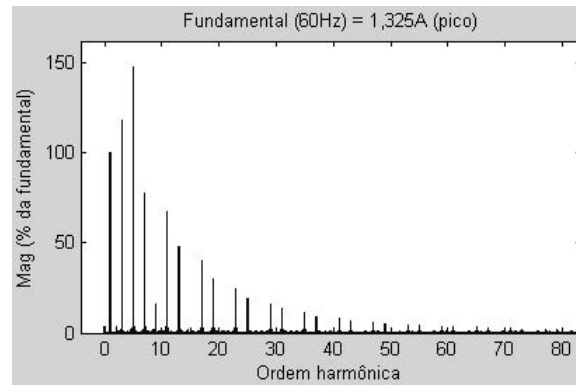


Figura 3.31: Simulação 3 - espectro de frequências de i_{C_a} .

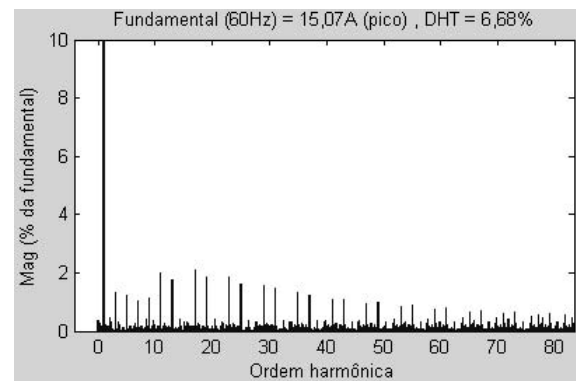


Figura 3.32: Simulação 3 - espectro de frequências de i_{S_a} .

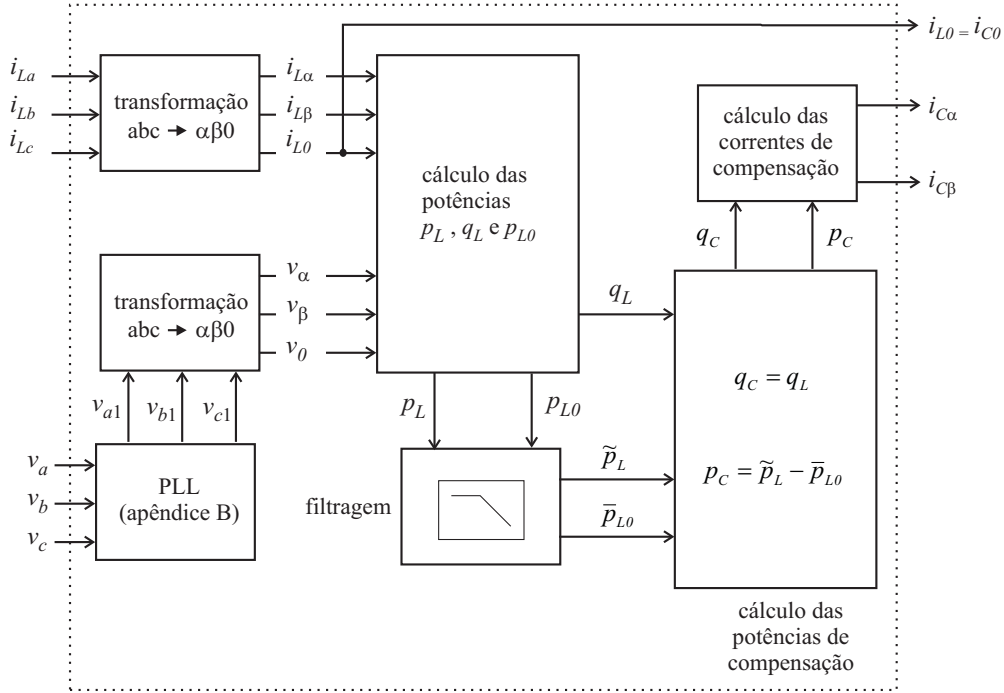


Figura 3.33: Simulação 3 - determinação das correntes de compensação com PLL.

3.2 Método de compensação baseado na teoria pq modificada

A compensação baseada na teoria pq modificada, da maneira como apresentada em [9], não produz resultados satisfatórios. Os autores de [9] mencionam a existência de falhas na compensação baseada nessa teoria, mas não dizem como o problema pode ser resolvido. Como foi dito antes, a teoria pq modificada redefine as potências real e imaginária. As potências de carga real p_L , imaginária q_L e de sequência zero p_{L0} da teoria pq original são agora substituídas pelas potências de carga real $p_{L\alpha\beta0}$ e imaginárias q_{L0} , $q_{L\alpha}$ e $q_{L\beta}$ da equação (3.15), que corresponde à equação (2.54) apresentada no capítulo anterior.

$$\begin{bmatrix} p_{L\alpha\beta0} \\ q_{L0} \\ q_{L\alpha} \\ q_{L\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_0 & v_\alpha & v_\beta \\ 0 & -v_\beta & v_\alpha \\ v_\beta & 0 & -v_0 \\ -v_\alpha & v_0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L0} \\ i_{L\alpha} \\ i_{L\beta} \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

As correntes de compensação podem ser calculadas com as equações (3.16) - (3.18), que têm origem nas equações (2.51) - (2.53). Essas equações são sempre válidas, mesmo quando $v_0 = 0$.

$$i_{C0} = \frac{v_0}{v_0^2 + v_\alpha^2 + v_\beta^2} p_{L\alpha\beta0} + \frac{1}{v_0^2 + v_\alpha^2 + v_\beta^2} (v_\beta q_{L\alpha} - v_\alpha q_{L\beta}) \quad (3.16)$$

$$i_{C_\alpha} = \frac{v_\alpha}{v_0^2 + v_\alpha^2 + v_\beta^2} p_{L_{\alpha\beta 0}} + \frac{1}{v_0^2 + v_\alpha^2 + v_\beta^2} (v_0 q_{L_\beta} - v_\beta q_{L_0}) \quad (3.17)$$

$$i_{C_\beta} = \frac{v_\beta}{v_0^2 + v_\alpha^2 + v_\beta^2} p_{L_{\alpha\beta 0}} + \frac{1}{v_0^2 + v_\alpha^2 + v_\beta^2} (v_\alpha q_{L_0} - v_0 q_{L_\alpha}) \quad (3.18)$$

Segundo [15] a compensação somente das potências imaginárias, de acordo com a estratégia original da teoria pq modificada, pode ser obtida com as restrições impostas pelas equações (3.19) - (3.22).

$$p_{C_{\alpha\beta 0}} = 0 \quad (3.19)$$

$$q_{C_0} = q_{L_0} \quad (3.20)$$

$$q_{C_\alpha} = q_{L_\alpha} \quad (3.21)$$

$$q_{C_\beta} = q_{L_\beta} \quad (3.22)$$

De acordo com a equação (3.19) nenhuma potência real instantânea é compensada, portanto o filtro ativo não requer capacitores de armazenamento de energia. E de acordo com as equações (3.20) - (3.22) todas as potências imaginárias são compensadas, incluindo a potência imaginária de seqüência zero. A corrente de compensação de seqüência zero i_{C_0} da teoria pq modificada obtida a partir da equação (3.16) com as restrições (3.19) - (3.22) não é capaz de eliminar totalmente a corrente de seqüência zero da fonte do sistema elétrico [15], pois essa corrente é diferente da corrente i_{L_0} obtida com a equação (A.9), que corresponde ao cálculo da corrente de seqüência zero.

Em [9] é proposta a compensação de harmônicos e reativos com as restrições das equações (3.23) - (3.26). A equação (3.23) força o filtro ativo a compensar toda a potência ativa oscilante da fonte elétrica. As demais equações forçam a compensação das potências imaginárias. Novamente é impossível compensar a corrente de seqüência zero pois a corrente i_{C_0} obtida com a substituição das equações (3.23) - (3.26) em (3.16) é diferente da corrente i_{L_0} . A compensação total de i_{L_0} com a corrente i_{C_0} da equação (3.16) necessitaria da condição $p_{C_{\alpha\beta 0}} = p_{L_{\alpha\beta 0}}$, que corresponderia à compensação de toda a potência ativa da carga, o que é totalmente descabido.

$$p_{C_{\alpha\beta 0}} = \tilde{p}_{L_{\alpha\beta 0}} \quad (3.23)$$

$$q_{C_0} = q_{L_0} \quad (3.24)$$

$$q_{C_\alpha} = q_{L_\alpha} \quad (3.25)$$

$$q_{C_\beta} = q_{L_\beta} \quad (3.26)$$

3.2.1 Simulações

A seguir são apresentados resultados de duas simulações de um filtro ativo com a teoria pq modificada, usando a estratégia de compensação apresentada em [9], baseada nas equações (3.23)-(3.26). O filtro ativo realiza a compensação das potências imaginárias q_{L_0} , q_{L_α} e q_{L_β} e da potência real harmônica $\tilde{p}_{L_{\alpha\beta 0}}$ na situação em que $v_0 \neq 0$. A segunda simulação é baseada nas mesmas equações e realiza a mesma compensação, porém com $v_0 = 0$.

Simulação 4: Compensação da potência real harmônica $\tilde{p}_{L_{\alpha\beta 0}}$ e das potências imaginárias q_{L_0} , q_{L_α} e q_{L_β} com tensões distorcidas na fonte

Nesta primeira simulação o filtro realiza a compensação da potência real harmônica $\tilde{p}_{L_{\alpha\beta 0}}$ e das potências imaginárias q_{L_0} , q_{L_α} e q_{L_β} . O esquema do compensador de correntes é mostrado na figura 3.34. As tensões do sistema elétrico são idênticas às vistas na figura 3.6.

A figura 3.35 mostra as potências instantâneas da carga, a figura 3.36 mostra as potências instantâneas do filtro ativo e a figura 3.37 mostra as potências instantâneas resultantes na fonte. Como se observa, a compensação realizada com o filtro ativo consegue produzir um fluxo de potência real $p_{S_{\alpha\beta 0}}$ constante na fonte, anulando as demais potências. Isso, no entanto, não garante a eliminação da corrente do neutro, como se vê a seguir.

A figura 3.38 mostra as correntes da carga, a figura 3.39 mostra as correntes de compensação injetadas pelo filtro ativo e a figura 3.40 mostra as correntes resultantes na fonte elétrica. Observa-se que a compensação com a teoria pq modificada encontrada em [9] é incapaz de eliminar a corrente de neutro.

A figura 3.41 mostra o que ocorre com a corrente de compensação e com a corrente da fonte da fase a durante os instantes iniciais da simulação. Comparando com os resultados das simulações anteriores, observa-se que o sistema agora demora mais para entrar em regime permanente. Isso não tem relação com a teoria empregada. A demora maior justifica-se pelo uso de um filtro passa-baixas (no esquema da figura 3.34) com frequência de corte de 6,3 Hz, muito menor do que a frequência dos filtros empregados nas simulações anteriores. Sabe-se que filtros com frequências de corte menores têm respostas mais lentas. Uma

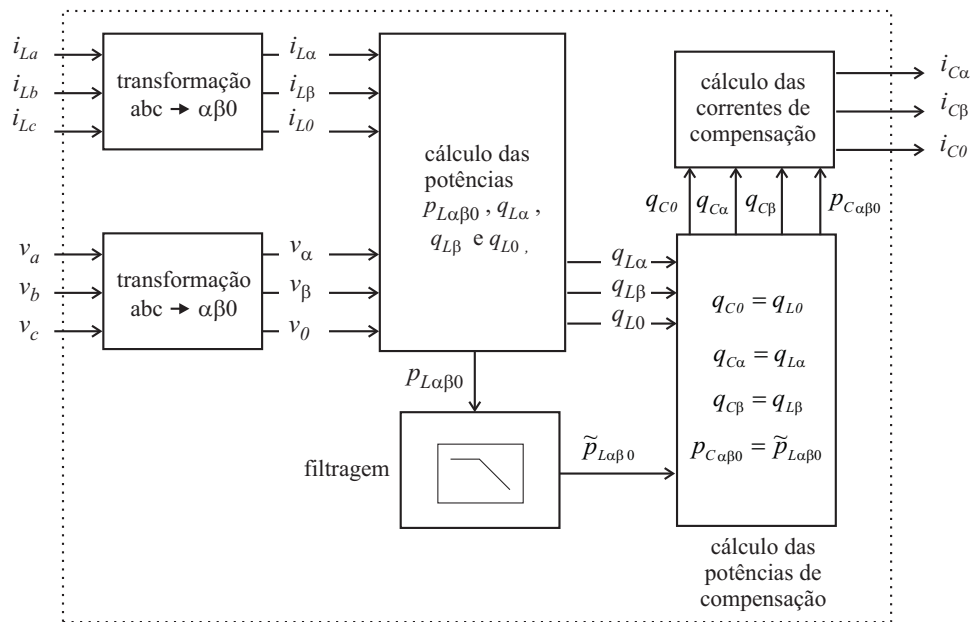


Figura 3.34: Simulação 4 - determinação das correntes de compensação.

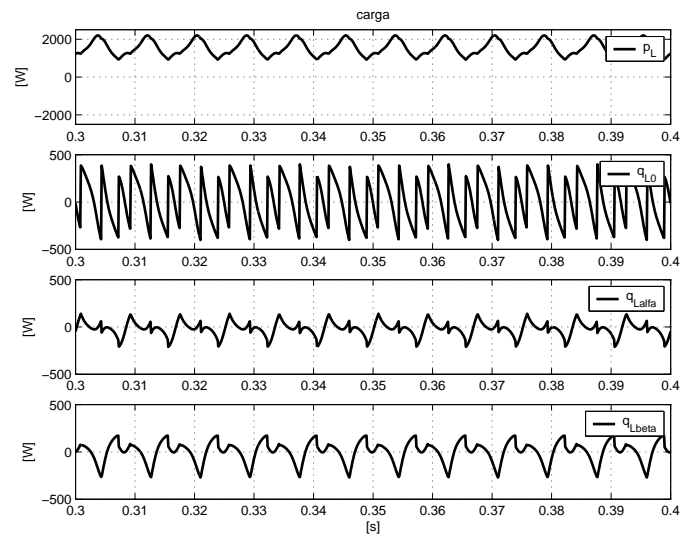


Figura 3.35: Simulação 4 - potências da carga.

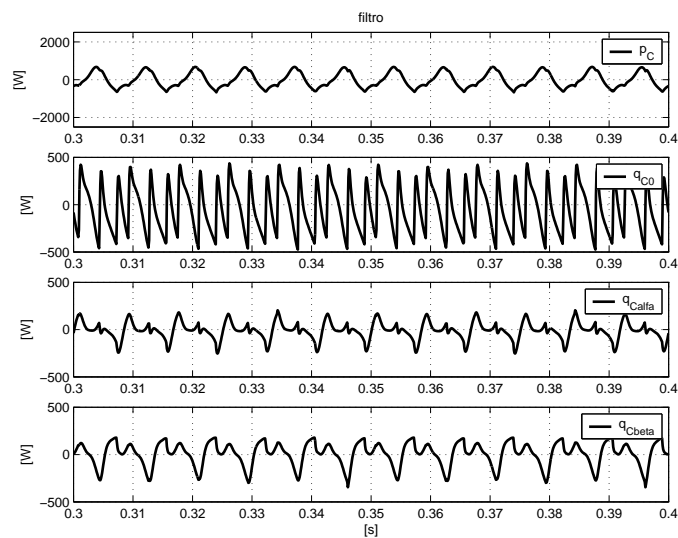


Figura 3.36: Simulação 4 - potências do filtro ativo.

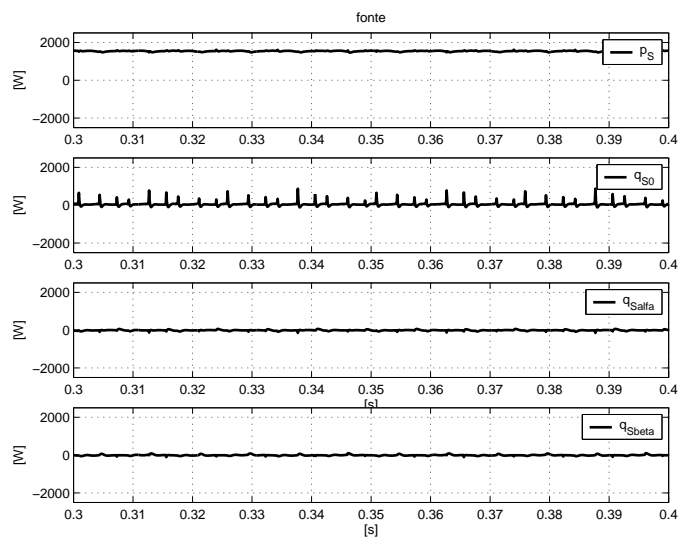


Figura 3.37: Simulação 4 - potências da fonte.

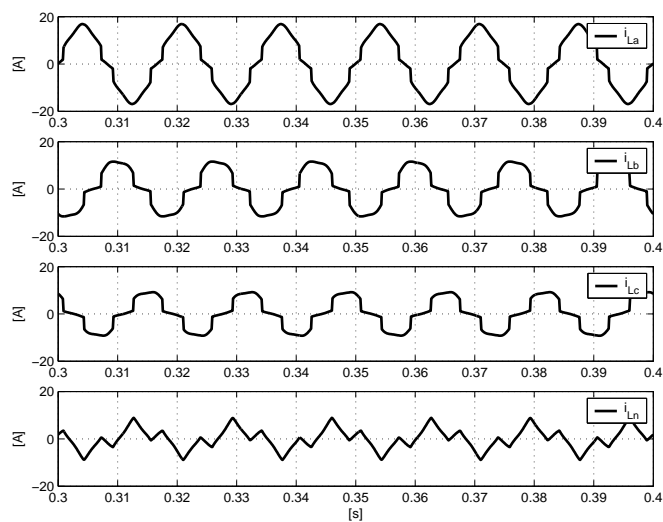


Figura 3.38: Simulação 4 - correntes de carga.

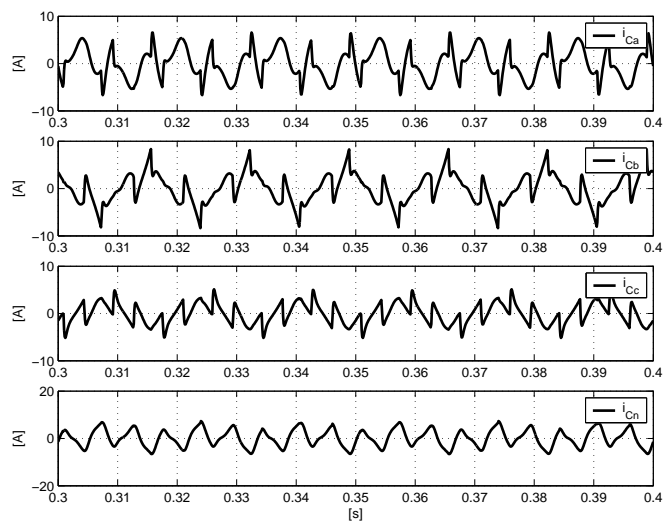


Figura 3.39: Simulação 4 - correntes de compensação do filtro ativo.

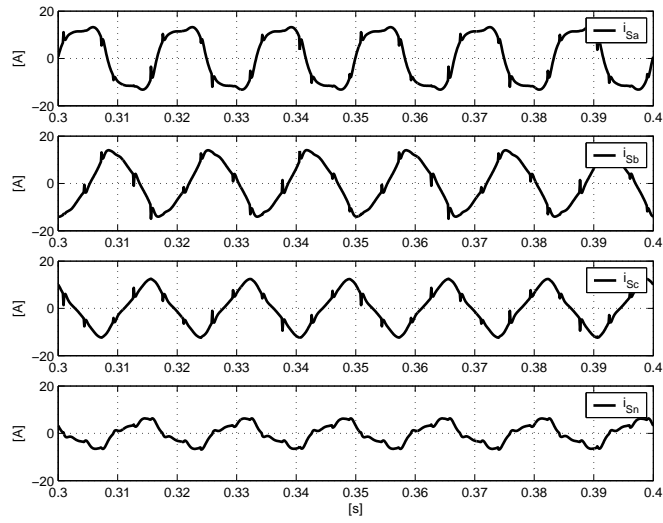


Figura 3.40: Simulação 4 - correntes compensadas da fonte.

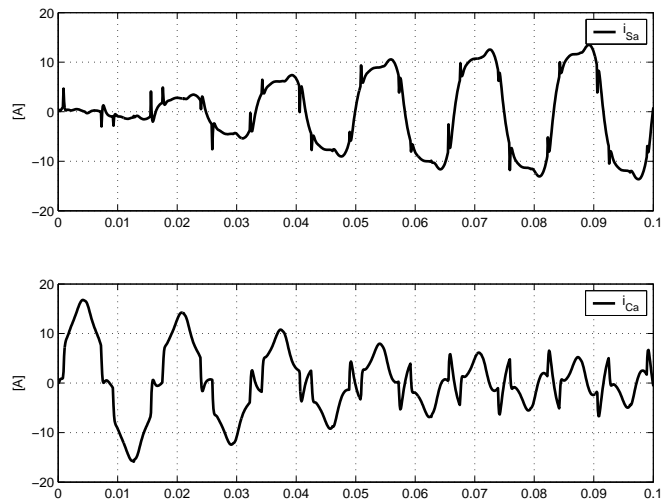


Figura 3.41: Simulação 4 - correntes i_{Sa} e i_{Ca} nos instantes iniciais.

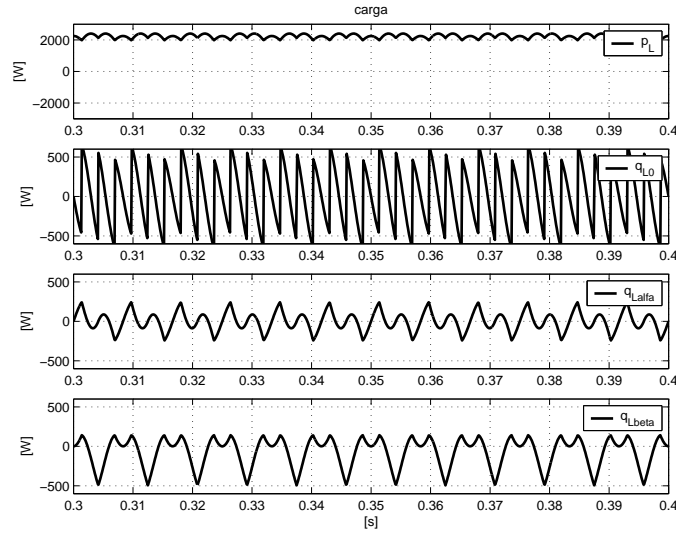


Figura 3.42: Simulação 5 - potências da carga.

freqüência de corte menor pode garantir uma compensação mais efetiva, seja com a teoria pq ou com a teoria pq modificada, pois a separação dos componentes oscilatórios e contínuos das potências é tão melhor quanto menor a freqüência de corte dos filtros empregados.

Simulação 5: Compensação da potência real harmônica $\tilde{p}_{L_{\alpha\beta 0}}$ e das potências imaginárias q_{L_0} , q_{L_α} e q_{L_β} com tensões não distorcidas na fonte

Nesta nova simulação o filtro ativo realiza a compensação da potência real harmônica $\tilde{p}_{L_{\alpha\beta 0}}$ e das potências imaginárias q_{L_0} , q_{L_α} e q_{L_β} . O esquema do compensador de correntes é o mesmo mostrado na figura 3.34. As tensões do sistema nesta simulação são perfeitamente senoidais e equilibradas, o que faz com que se tenha $v_0 = 0$. As tensões podem ser vistas na figura 3.22.

A figura 3.42 mostra as potências instantâneas desenvolvidas pela carga, a figura 3.43 mostra as potências instantâneas do filtro ativo e a figura 3.44 mostra as potências instantâneas resultantes na fonte. Como se observa, a compensação realizada com o filtro ativo consegue produzir um fluxo de potência instantânea real na fonte, anulando as demais potências, exatamente como na simulação anterior. Nesse caso, porém, o filtro ativo consegue eliminar totalmente a corrente de neutro, como mostrado a seguir. A figura 3.45 mostra as correntes trifásicas da carga, a figura 3.46 mostra as correntes de compensação injetadas pelo filtro ativo e a figura 3.47 mostra as correntes resultantes na fonte elétrica. Observa-se que a compensação com a teoria pq modificada [9] é agora capaz de eliminar a corrente de neutro, pois com $v_0 = 0$ as correntes de compensação da teoria modificada são iguais às correntes da teoria original.

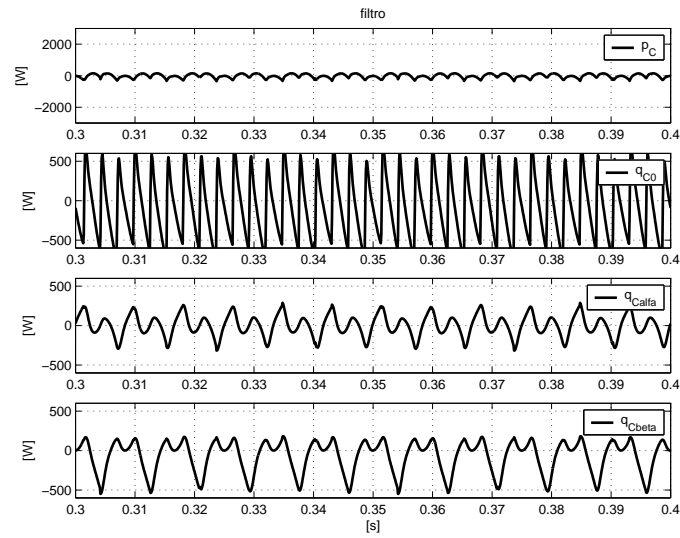


Figura 3.43: Simulação 5 - potências do filtro ativo.

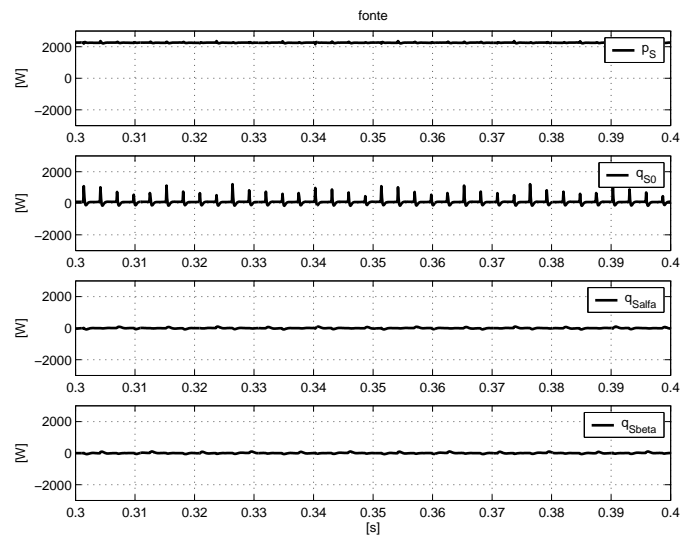


Figura 3.44: Simulação 5 - potências da fonte.

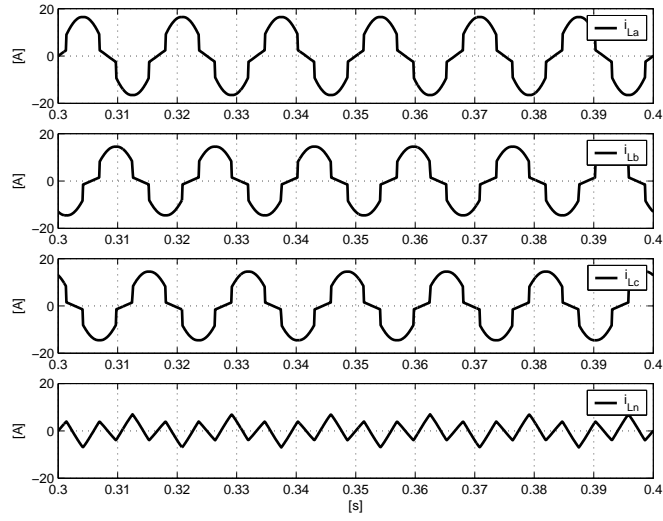


Figura 3.45: Simulação 5 - correntes de carga.

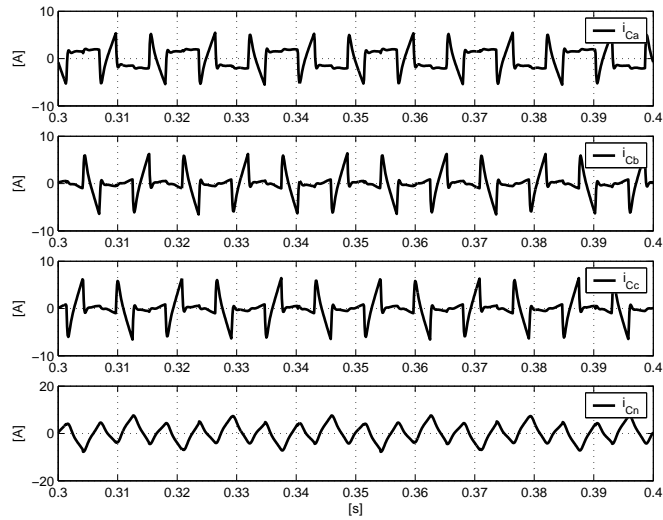


Figura 3.46: Simulação 5 - correntes de compensação do filtro ativo.

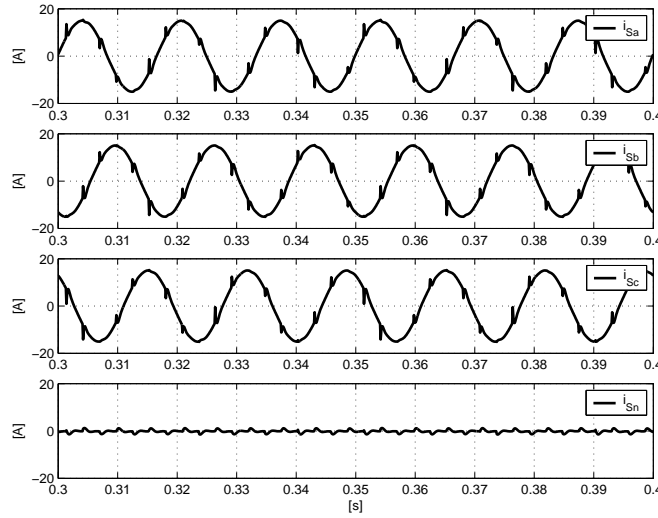


Figura 3.47: Simulação 5 - correntes compensadas da fonte.

A figura 3.41 mostra o que ocorre com a corrente de compensação e com a corrente da fonte da fase a durante os instantes iniciais da simulação. Desta vez é utilizado um filtro passa-baixas com frequência de corte de 16Hz. Observa-se pela comparação da figura 3.48 com a figura 3.41 que a resposta do sistema é mais rápida do que no caso anterior. Isso se justifica, de acordo com o que já foi comentado, pelo uso de um filtro passa-baixas com frequência de corte mais elevada.

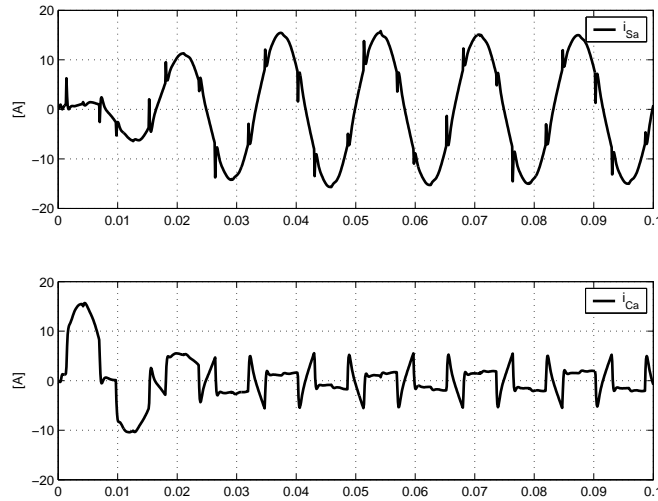


Figura 3.48: Simulação 5 - correntes i_{S_a} e i_{C_a} nos instantes iniciais.

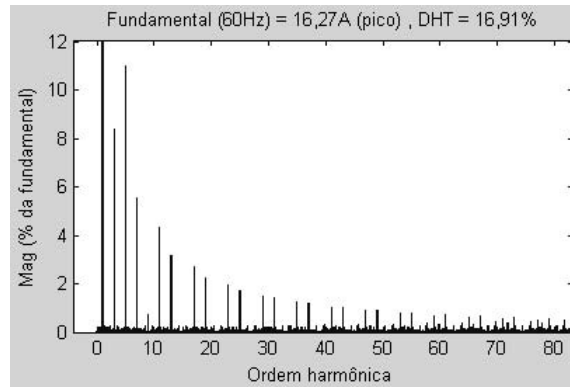


Figura 3.49: Simulação 5 - espectro de frequências de i_{L_a} .

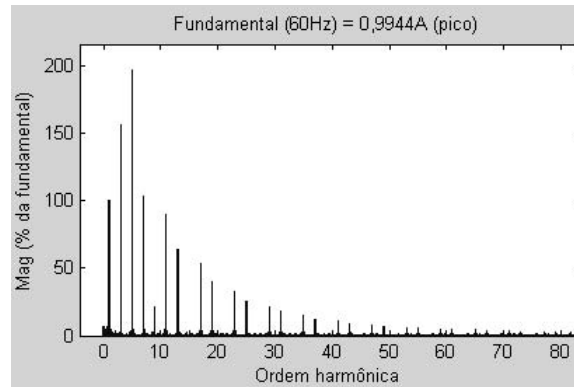


Figura 3.50: Simulação 5 - espectro de frequências de i_{C_a} .

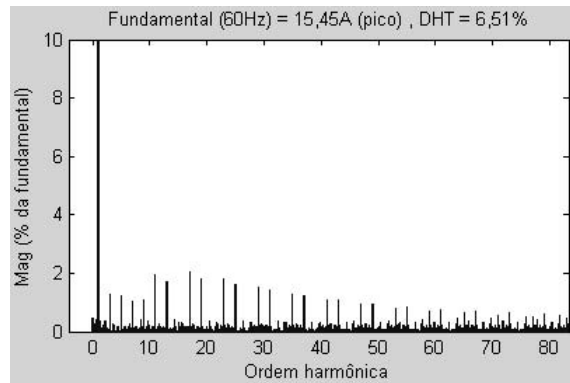


Figura 3.51: Simulação 5 - espectro de frequências de i_{S_a} .

A figura 3.49 mostra o espectro de frequências da corrente da carga i_{L_a} até 5kHz. A figura 3.50 mostra o espectro de frequências da corrente de compensação i_{C_a} , onde apenas os componentes harmônicos, exceto por uma pequena porção

de componente fundamental, estão presentes. A figura 3.51 mostra o espectro da corrente compensada i_{S_a} . A distorção harmônica total (DHT) da corrente de carga, calculada de acordo com a definição (2.17), é de 16,91%. Após a compensação obtém-se na fonte uma corrente com DHT = 6,51%.

3.3 Método de compensação com transformação de coordenadas

O método de compensação de correntes com transformação de coordenadas tem origem em [24]. Estudos detalhados sobre esse assunto encontram-se em [25–27]. Neste método de compensação as correntes medidas de carga são transformadas do sistema trifásico abc para o sistema estacionário $\alpha\beta$ através da equação (A.5), que usa a matriz de transformação (A.1). As correntes expressas no sistema estacionário (i_{L_α} e i_{L_β}) são em seguida convertidas para o sistema síncrono dq , originando as correntes i_{L_d} (de eixo direto) e i_{L_q} (de eixo em quadratura). A transformação envolve apenas os componentes de seqüências positiva e negativa das correntes elétricas. Os componentes de seqüência zero não são transformados. A equação (3.27) mostra a transformação $\alpha\beta \rightarrow dq$ aplicada a correntes elétricas. A transformação inversa $dq \rightarrow \alpha\beta$ é dada pela na equação (3.28).

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (3.27)$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (3.28)$$

Nas equações (3.27) e (3.28) θ é o valor instantâneo do ângulo do vetor espacial das tensões da fonte elétrica trifásica no sistema de coordenadas $\alpha\beta$, como visto na figura 3.52. Para a realização das transformações (3.27) e (3.28) é preciso conhecer o valor desse ângulo. Se as tensões da fonte trifásica forem distorcidas utiliza-se um sistema de *PLL* para encontrar os componentes fundamentais das tensões. As tensões obtidas com o *PLL*, que não possuem componente de seqüência zero, são convertidas para o sistema $\alpha\beta$ e do vetor resultante extrai-se o ângulo θ .

Alternativamente é possível utilizar a transformação $\alpha\beta \rightarrow dq$ da equação (3.29), que usa diretamente na matriz de transformação os componentes do vetor de tensões no sistema $\alpha\beta$. A transformação inversa da equação (3.29) é dada pela equação (3.30). A referência [27] apresenta resultados da compensação de correntes com transformações baseadas nas equações (3.29) e (3.30) sem o uso de *PLL*.

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{v_\alpha^2 + v_\beta^2}} \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (3.29)$$

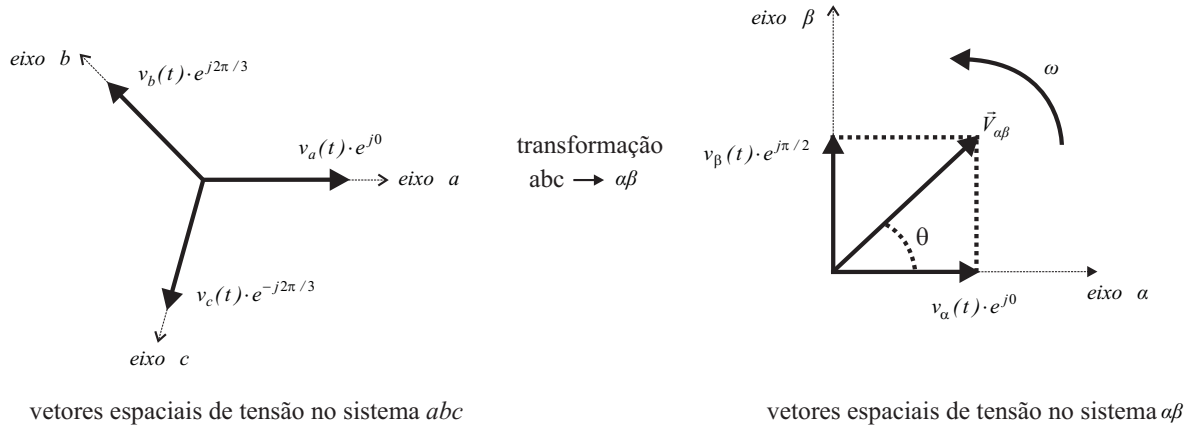


Figura 3.52: Transformação de tensões trifásicas abc para o sistema $\alpha\beta$.

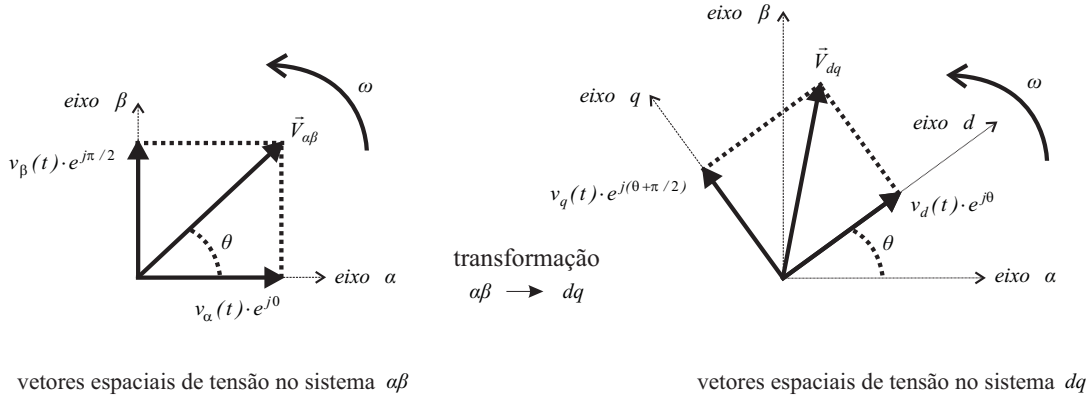


Figura 3.53: Transformação de tensões do sistema estacionário $\alpha\beta$ para o sistema síncrono dq .

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{v_\alpha^2 + v_\beta^2}} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (3.30)$$

A idéia central do método de compensação de correntes com as transformações (3.27) e (3.28) é a separação dos componentes fundamentais e harmônicos das correntes i_d e i_q . O sistema de referência síncrono dq gira com a velocidade angular das tensões e correntes fundamentais do sistema elétrico. As grandezas (tensões ou correntes) fundamentais, que no sistema $\alpha\beta$ correspondem a um vetor com velocidade angular constante, no sistema dq correspondem a um vetor estacionário. No sistema dq apenas as grandezas de frequências não fundamentais (harmônicas) correspondem a vetores girantes. As figuras 3.52 e 3.53 ilustram o processo de transformação de grandezas trifásicas para o sistema de coordenadas estacionário $\alpha\beta$ e posteriormente para o sistema síncrono dq .

Neste método de compensação as correntes de carga são transformadas para o sistema dq através da equação (3.31). Em

seguida pode-se efetuar a separação dos componentes contínuos (\bar{i}_{L_d} e \bar{i}_{L_q}) e dos componentes oscilantes (\tilde{i}_{L_d} e \tilde{i}_{L_q}) das correntes i_{L_d} e i_{L_q} através de filtros passa-baixas. Os componentes oscilantes \tilde{i}_{L_d} e \tilde{i}_{L_q} são transformados de volta para o sistema $\alpha\beta$, originando as correntes de compensação. No caso aqui estudado deseja-se compensar toda a corrente de eixo em quadratura i_{L_q} , que corresponde às correntes reativas da carga, portanto faz-se a filtragem apenas da corrente de eixo direto i_{L_d} . A equação (3.32) mostra como as correntes de compensação i_{C_α} e i_{C_β} são calculadas com a transformação inversa da equação (3.30). A corrente de sequência zero não passa por transformação nem por filtragem, pois é integralmente compensada. A equação (3.33) determina a corrente de compensação de sequência zero do filtro ativo.

$$\begin{bmatrix} i_{L_d} \\ i_{L_q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L_\alpha} \\ i_{L_\beta} \end{bmatrix} \quad (3.31)$$

$$\begin{bmatrix} i_{C_\alpha} \\ i_{C_\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{v_\alpha^2 + v_\beta^2}} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{L_d} \\ i_{L_q} \end{bmatrix} \quad (3.32)$$

$$i_{C_0} = i_{L_0} \quad (3.33)$$

3.3.1 Simulações

Simulação 6: Compensação da corrente harmônica de eixo direto \tilde{i}_{L_d} , da corrente de eixo em quadratura i_{L_q} e da corrente de sequência zero i_{L_0} com tensões distorcidas na fonte

A figura 3.54 mostra o processo para a determinação das correntes de compensação do filtro ativo usando as transformações das equações (3.29) e (3.30). Um *PLL* trifásico fornece o ângulo de sincronismo θ das tensões da fonte, que nesta simulação são as mesmas encontradas na figura 3.6.

As correntes da carga são mostradas na figura 3.55. A partir da corrente filtrada \tilde{i}_{L_d} e a partir da corrente i_{L_q} obtêm-se as correntes de compensação da figura 3.56. O resultado da compensação é mostrado na figura 3.57. As correntes da fonte tornam-se senoidais e balanceadas com a compensação realizada pelo filtro ativo.

A figura 3.58 mostra a corrente de eixo direto i_{L_d} , a corrente oscilatória de eixo direto \tilde{i}_{L_d} e a corrente de eixo em quadratura i_q nos instantes iniciais da simulação. A figura 3.59 mostra a corrente de compensação e a corrente da fonte da fase *a* durante os mesmos instantes iniciais. Um filtro passa-baixas de segunda ordem com frequência de corte de 16Hz foi utilizado na filtragem da corrente i_{L_d} .

A figura 3.60 mostra o espectro de frequências da corrente da carga i_{L_a} até 5kHz. A figura 3.61 mostra o espectro de frequências da corrente de compensação i_{C_a} , onde apenas os componentes harmônicos, exceto por uma pequena porção de

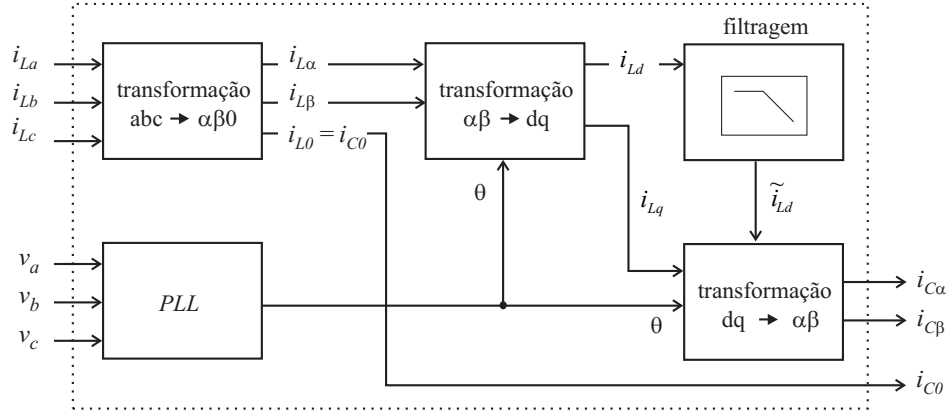


Figura 3.54: Simulação 6 - determinação das correntes de compensação.

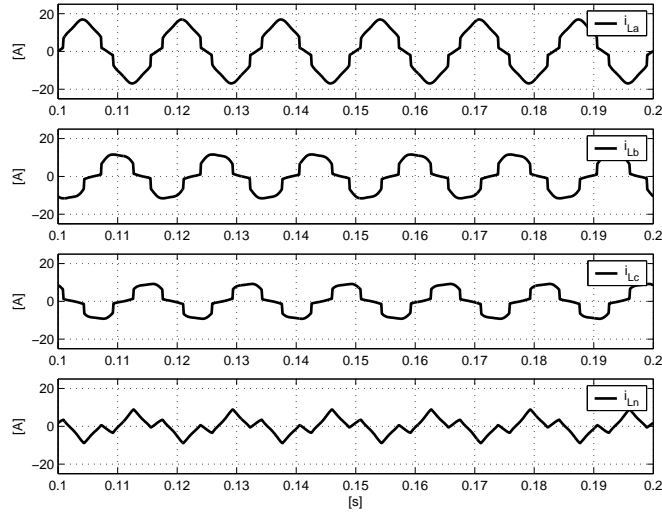


Figura 3.55: Simulação 6 - correntes da carga.

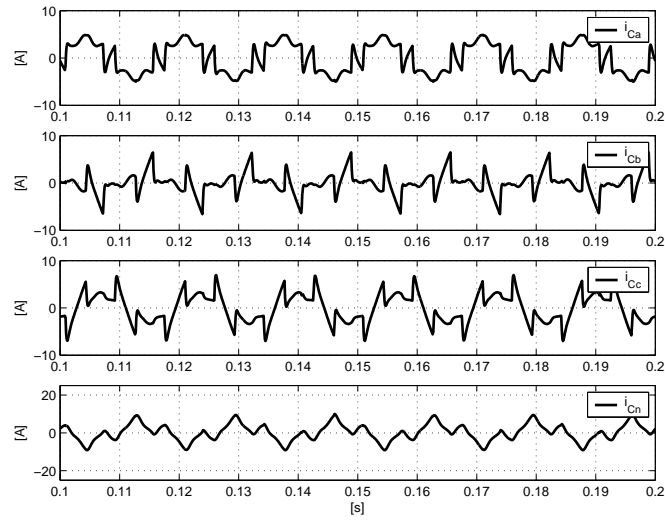


Figura 3.56: Simulação 6 - correntes de compensação do filtro ativo.

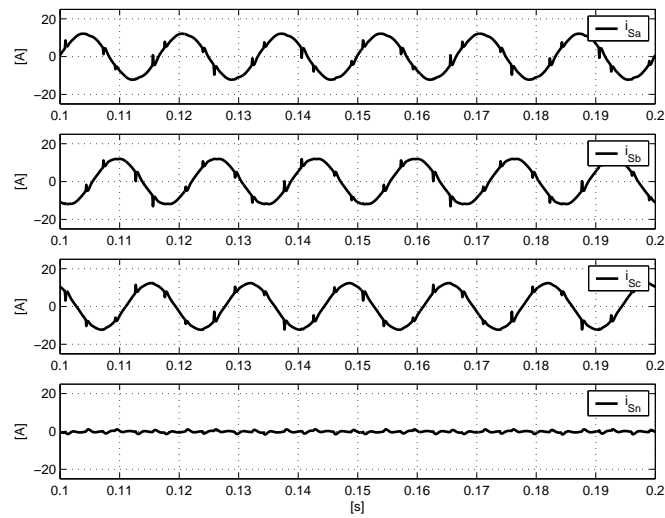


Figura 3.57: Simulação 6 - correntes compensadas da fonte.

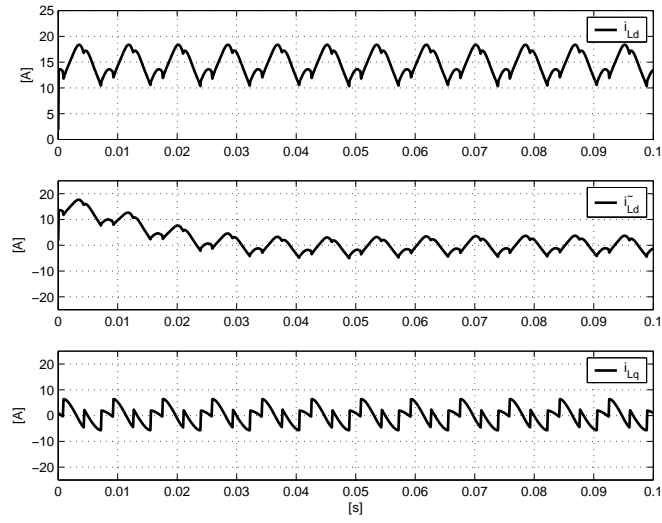


Figura 3.58: Simulação 6 - correntes de carga no sistema dq .

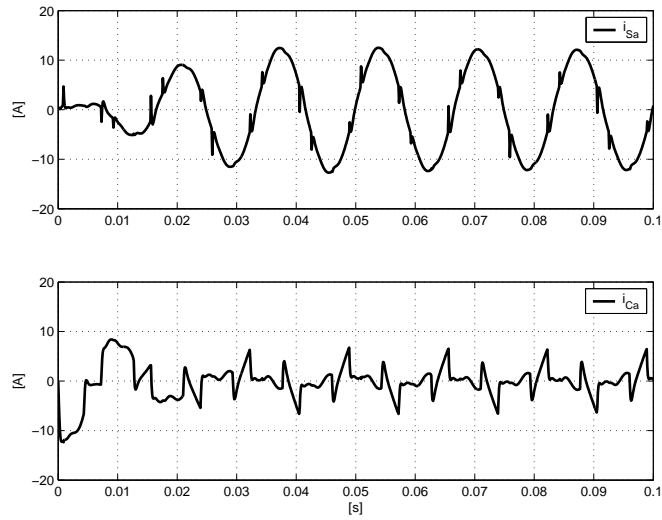


Figura 3.59: Simulação 6 - correntes i_{S_a} e i_{C_a} nos instantes iniciais.

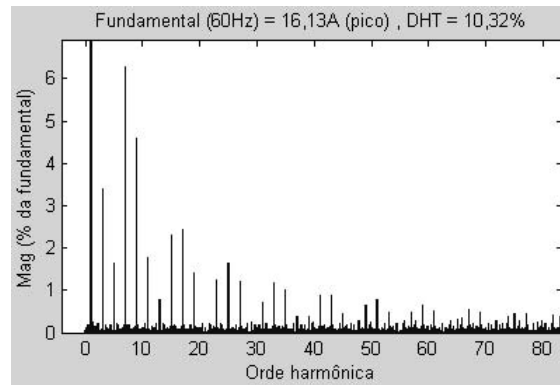


Figura 3.60: Simulação 6 - espectro de frequências de i_{L_a} .

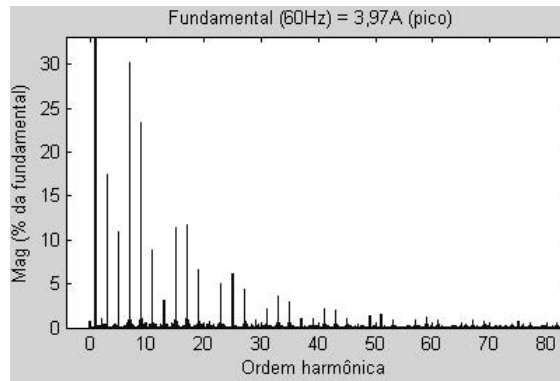


Figura 3.61: Simulação 6 - espectro de frequências de i_{C_a} .

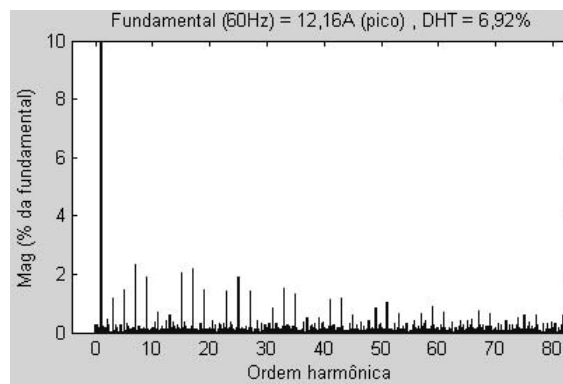


Figura 3.62: Simulação 6 - espectro de frequências de i_{S_a} .

componente fundamental, estão presentes. A figura 3.61 mostra o espectro da corrente compensada i_{S_a} , onde se vê que a compensação dos componentes harmônicos é realizada. A distorção harmônica total (DHT) da corrente de carga, calculada de acordo com a definição (2.17), é de 10,32%. Após a compensação obtém-se na fonte uma corrente com $DHT = 6,92\%$.

Simulação 7: Compensação da corrente harmônica de eixo direto \tilde{i}_{L_d} , da corrente de eixo em quadratura i_{L_q} e da corrente de seqüência zero i_{L_0} com tensões não distorcidas na fonte

Nesta simulação foi empregado o mesmo compensador de correntes da simulação anterior, ilustrado na figura 3.54. Neste caso, por serem senoidais e equilibradas as tensões da fonte, não seria necessário o *PLL* trifásico. As tensões da fonte são aquelas mostradas na figura 3.22.

As correntes da carga encontram-se na figura 3.63. A partir da correntes filtrada \tilde{i}_{L_d} e a partir da corrente i_{L_q} obtêm-se as correntes de compensação da figura 3.64. O resultado da compensação é mostrado na figura 3.65. As correntes da fonte tornam-se senoidais e balanceadas com a compensação realizada pelo filtro ativo.

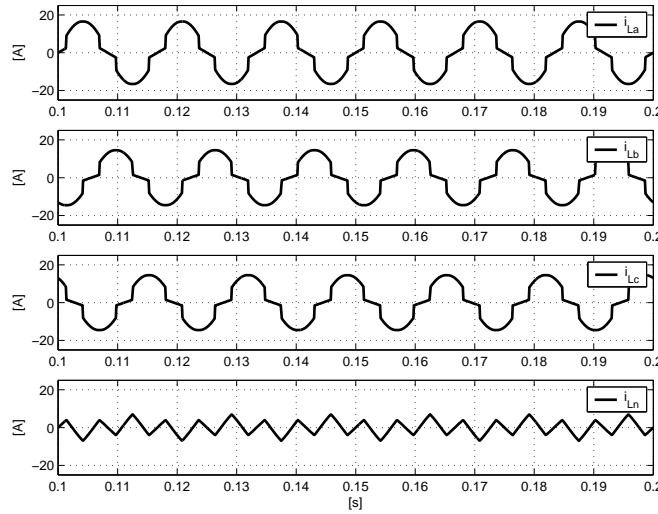


Figura 3.63: Simulação 7 - correntes da carga.

A figura 3.66 mostra a corrente de eixo direto i_{L_d} , a corrente oscilatória de eixo direto \tilde{i}_{L_d} e a corrente de eixo em quadratura i_q nos instantes iniciais da simulação. A figura 3.67 mostra a corrente de compensação e a corrente da fonte da fase *a* durante os mesmos instantes iniciais. Um filtro passa-baixas de segunda ordem com frequência de corte de 16Hz foi utilizado na filtragem da corrente i_{L_d} .

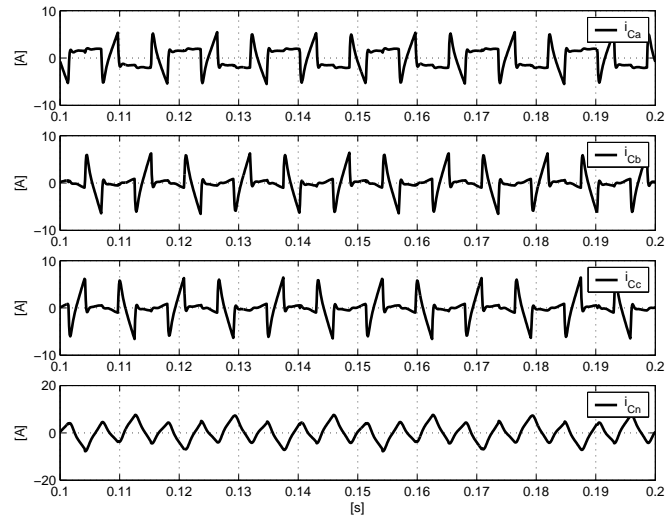


Figura 3.64: Simulação 7 - correntes de compensação do filtro ativo.

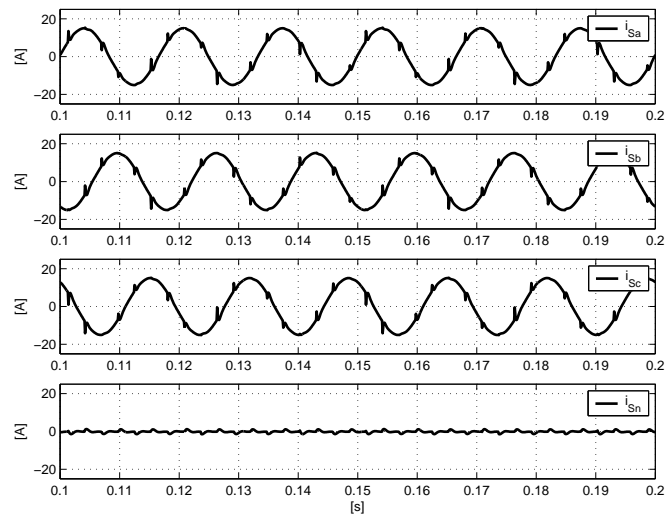


Figura 3.65: Simulação 7 - correntes compensadas da fonte.

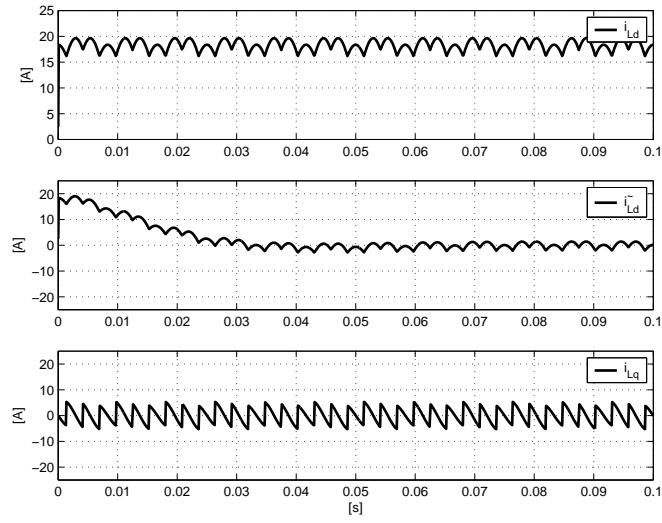


Figura 3.66: Simulação 7 - correntes de carga no sistema dq .

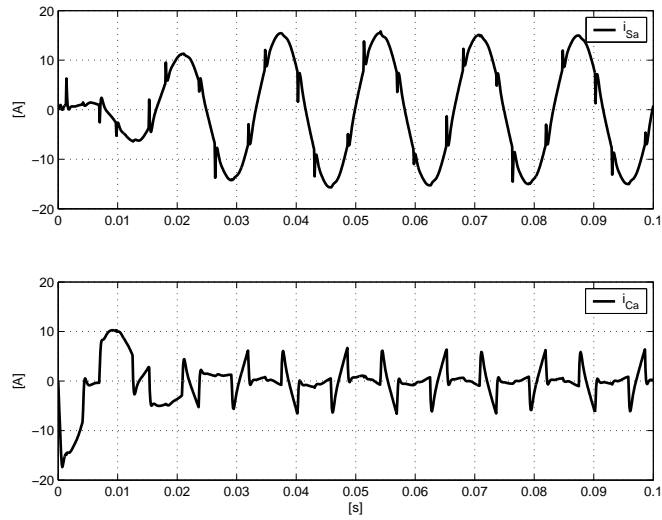


Figura 3.67: Simulação 7 - correntes i_{S_a} e i_{C_a} nos instantes iniciais.

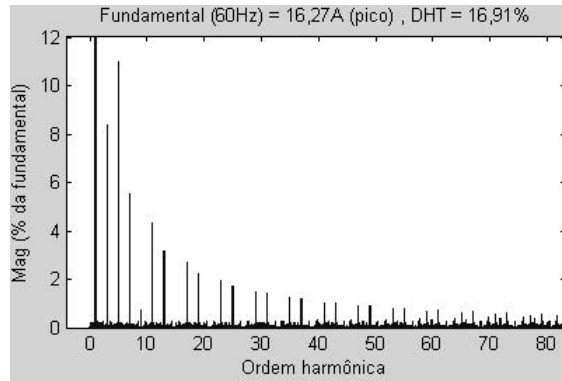


Figura 3.68: Simulação 7 - espectro de freqüências de i_{L_a} .

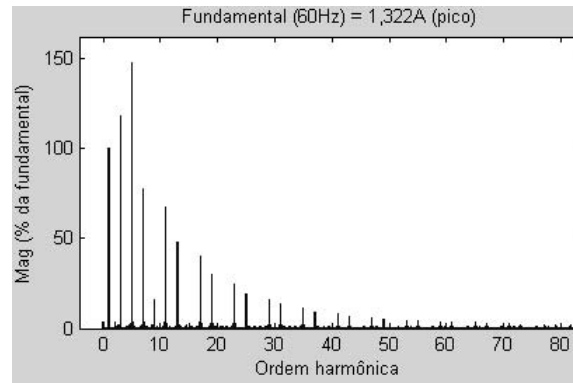


Figura 3.69: Simulação 7 - espectro de freqüências de i_{C_a} .

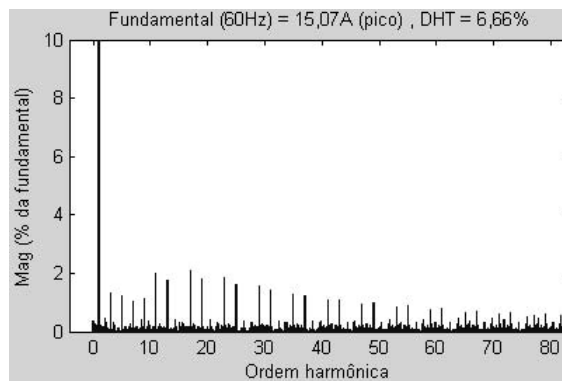


Figura 3.70: Simulação 7 - espectro de freqüências de i_{S_a} .

A figura 3.68 mostra o espectro de freqüências da corrente da carga i_{L_a} até 5kHz. A figura 3.69 mostra o espectro de freqüências da corrente de compensação i_{C_a} , onde apenas os componentes harmônicos, exceto por uma pequena parcela

fundamental, estão presentes. A figura 3.70 mostra o espectro da corrente compensada i_{S_d} , onde se vê claramente que os componentes harmônicos foram compensados. A distorção harmônica total (DHT) da corrente de carga, calculada de acordo com a definição (2.17), é de 16,91%. Após a compensação obtém-se na fonte uma corrente com DHT = 6,66%.

3.4 Método de compensação com neurônios adaptativos

O método estudado nesta seção é uma alternativa aos métodos de compensação apresentados anteriormente. Neste método não são utilizadas teorias de potências instantâneas nem filtros passa-baixas para separação de componentes oscilatórios. A compensação de correntes é realizada através de uma análise com série de Fourier efetuada com o emprego de redes neurais adaptativas

Uma das principais características deste método de compensação é a seletividade, ou seja, podem-se selecionar individualmente os componentes harmônicos cuja compensação deseja-se realizar. A compensação seletiva, que tem sido estudada em trabalhos como [28, 29] (que não empregam redes neurais), permite, entre outras coisas, simultaneamente respeitar limites máximos de distorção harmônica e reduzir o tamanho dos conversores de potência empregados nos filtros ativos. Embora seja um método seletivo, pode-se utilizá-lo também para a compensação total, como será visto adiante.

A compensação com neurônios lineares adaptativos está baseada na capacidade de aprendizado das redes neurais artificiais. O aprendizado, neste caso, é um processo adaptativo efetuado em tempo real. A teoria de redes neurais lineares adaptativas pode ser encontrada em [30]. Os trabalhos [31, 32] também apresentam estudos sobre esse tipo de redes neurais.

As redes neurais utilizadas aqui são compostas por um único neurônio linear, também conhecido como elemento linear adaptativo (*adaline*). Os pesos sinápticos desse neurônio são atualizados com a regra- Δ de Widrow-Hoff encontrada em [30–32]. Na determinação das correntes de compensação as redes *adaline* são usadas para efetuar a aproximação da série de Fourier das correntes de carga. A partir da seleção dos componentes dessa série determinam-se as correntes de compensação do filtro ativo. Esse processo de compensação será detalhadamente explicado a seguir.

3.4.1 *Adaline*: funcionamento

A figura 3.71 mostra o esquema de um elemento linear adaptativo (*adaline*). Esse neurônio é composto por um vetor de entradas \mathbf{X} , um vetor de pesos sinápticos \mathbf{W} e uma função de ativação $f(\nu)$. Os dois vetores são mostrados nas equações (3.34) e (3.35).

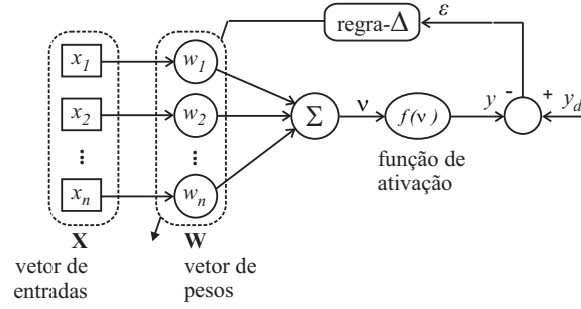


Figura 3.71: Neurônio linear ou elemento linear adaptativo (*adaline*).

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_n \end{bmatrix} \quad (3.34)$$

$$\mathbf{W} = \begin{bmatrix} w_1 \\ w_2 \\ \vdots \\ w_n \end{bmatrix} \quad (3.35)$$

Diferentes tipos de funções de ativação podem ser empregados em redes neurais artificiais. As redes ou neurônios *adaline* utilizam funções de ativação lineares do tipo $f(\nu) = \nu$. Sendo assim, a saída y da rede neural é simplesmente a soma dos elementos do vetor de entradas ponderados pelos elementos do vetor \mathbf{W} , como mostra a equação (3.36).

$$y = f(\mathbf{W}^T \mathbf{X}) = w_1 x_1 + w_2 x_2 + \dots + w_n x_n \quad (3.36)$$

O vetor \mathbf{W} é constantemente modificado durante a vida do neurônio ou durante o seu processo de treinamento. Na teoria de redes neurais artificiais os processos de treinamento dividem-se em duas grandes categorias: os processos realizados uma só vez, também conhecidos como *off-line*, e os processos realizados continuamente, conhecidos como *on-line*. Os neurônios *adaline* são treinados por um processo de tempo real, ou *on-line*, em que o vetor \mathbf{W} permanece em constante mutação. Essa atualização dos pesos de \mathbf{W} permite que a rede *adaline* esteja sempre adaptada às condições presentes.

O processo de treinamento ou adaptação de uma rede *adaline* é baseado no algoritmo de minimização de erro conhecido como regra- Δ [30–32]. O estudo de algoritmos de treinamento de redes neurais pode ser tão complexo quanto se possa desejar. Para os objetivos deste trabalho é suficiente conhecer a expressão da regra- Δ , dada pela equação (3.37).

$$\mathbf{W}(k+1) = \mathbf{W}(k) + \alpha \varepsilon \frac{\mathbf{X}(k)}{\mathbf{X}^T(k)\mathbf{X}(k)} \quad (3.37)$$

Em (3.37) o índice k corresponde ao instante kT_s , sendo T_s o intervalo de discretização do algoritmo da regra- Δ . O parâmetro α é a taxa de aprendizado da rede neural, que regula a velocidade com que os elementos do vetor \mathbf{W} são atualizados. A variável ε é o erro entre o valor desejado y_d e a saída da rede neural, como mostra a equação (3.38).

$$\varepsilon = y_d - y \quad (3.38)$$

A regra- Δ é utilizada para fazer com que o erro ε seja sempre o menor possível. Dessa forma é possível dizer que a *adaline* adapta-se às entradas \mathbf{X} sempre que elas se modificam. Quando o erro ε aumenta, em virtude de alterações no vetor de entradas \mathbf{X} , a regra- Δ realiza modificações nos pesos sinápticos do vetor \mathbf{W} para que o erro ε seja diminuído.

O parâmetro α tem grande importância para o processo de adaptação da *adaline*. Quando α tem valor muito elevado (tipicamente $\alpha < 1$) a velocidade de aprendizado é grande, porém não se pode assegurar a convergência do processo de adaptação com erro ε pequeno. Um valor menor para α , por outro lado, pode assegurar convergência com erro pequeno, porém torna muito lento o processo de adaptação. Em geral a escolha de α é feita por tentativa e erro, como afirmado em [33]. A maior preocupação durante a escolha de α está relacionada com a garantia de convergência da regra- Δ . Existem, também de acordo com [33], maneiras de calcular valores para α , porém não se aplicam a todas as situações práticas. Neste trabalho a taxa de aprendizado α foi determinada por tentativa e erro. O método de cálculo descrito em [33] é adequado apenas para redes com entradas aleatórias, o que não se aplica aqui.

3.4.2 Série de Fourier com *adaline*

Foi visto na seção anterior que os pesos da *adaline* são atualizados pela regra- Δ para que o erro ε seja sempre mínimo. Então é possível fazer com que a saída y da *adaline* aproxime-se sempre de um sinal desejado y_d , ou seja $y \approx y_d$. Pode-se usar a capacidade de adaptação da *adaline* para encontrar a série de Fourier aproximada do sinal da saída y , que é uma aproximação do sinal y_d .

Um sinal y_d qualquer pode ser decomposto pela série de Fourier truncada da equação (3.39), que pode também ser escrita na forma (3.40), onde cada componente oscilatório é expresso pela soma de duas funções trigonométricas ortogonais. A forma discreta da equação (3.40) é dada por (3.41).

$$y_d(t) = A_0 + \sum_{n=1}^N C_n \sin(n\omega t + \varphi_n) \quad (3.39)$$

$$y_d(t) = A_0 + \sum_{n=1}^N A_n \text{sen}(n\omega t) + \sum_{n=1}^N B_n \cos(n\omega t) \quad (3.40)$$

$$y_d(k) = A_0 + \sum_{n=1}^N A_n \text{sen}(n\omega k T_s) + \sum_{n=1}^N B_n \cos(n\omega k T_s) \quad (3.41)$$

A aproximação de um sinal qualquer por sua série de Fourier pode ser feita com o emprego de uma *adaline* treinada com a regra- Δ usando o vetor de entradas \mathbf{X} dado por (3.42). O vetor de pesos \mathbf{W} ajustado pela regra- Δ para a aproximação da série de Fourier é mostrado na equação (3.43). O ângulo φ_v precisa ser adicionado às entradas e é diferente para cada uma das fases, sua função é tornar os componentes fundamentais da série de Fourier sincronizados com os ângulos das tensões.

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} 1 \\ \text{sen}(\omega k T_s + \varphi_v) \\ \cos(\omega k T_s + \varphi_v) \\ \text{sen}(2\omega k T_s) \\ \cos(2\omega k T_s) \\ \vdots \\ \text{sen}(N\omega k T_s) \\ \cos(N\omega k T_s) \end{bmatrix} \quad (3.42)$$

$$\mathbf{W} = \begin{bmatrix} A_0 \\ A_1 \\ B_1 \\ A_2 \\ B_2 \\ \vdots \\ A_N \\ B_N \end{bmatrix} \quad (3.43)$$

A figura 3.72 mostra uma *adaline* usada para encontrar a aproximação da série de Fourier de um sinal y_d . Quando o erro ε é pequeno tem-se $y_d \approx y$. Nessa condição os elementos de \mathbf{W} correspondem aproximadamente aos coeficientes da série de Fourier do sinal y_d .

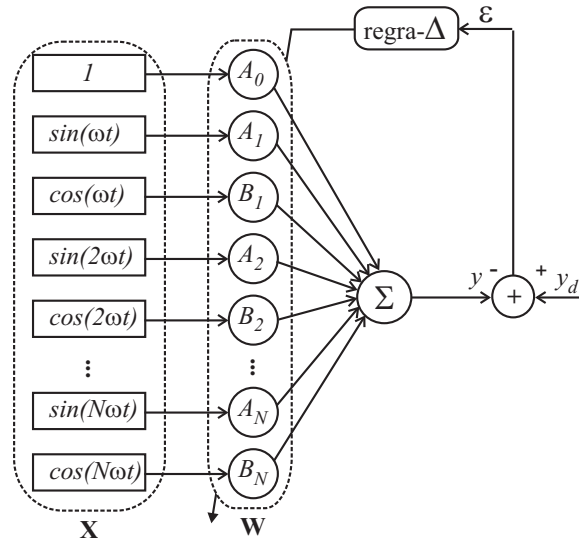


Figura 3.72: Aproximação com série de Fourier do sinal y_d usando *adaline*.

3.4.3 Compensador de correntes com *adaline*

O vetor \mathbf{W} contém os coeficientes da série de Fourier de uma corrente elétrica i quando se faz $y_d = i$. Os componentes harmônicos da série de Fourier da corrente i podem ser usados para determinar as correntes de compensação de um filtro ativo.

A figura 3.73 mostra o esquema de um compensador de correntes que pode ser empregado num filtro ativo trifásico paralelo. Exemplos de utilização de redes *adaline* na compensação de correntes encontram-se em [19–21], porém os estudos realizados nesses trabalhos não se aplicam a filtros ativos para sistemas desequilibrados com quatro fios.

No esquema da figura 3.73 existem três neurônios *adaline* cujos sinais desejados y_d são as correntes de carga i_{L_a} , i_{L_b} e i_{L_c} . Quando o sistema atinge o regime estacionário as saídas y dos neurônios são as correntes de carga estimadas \hat{i}_{L_a} , \hat{i}_{L_b} e \hat{i}_{L_c} dadas por (3.44) - (3.47).

As equações expressas por (3.44) usam vetores \mathbf{X} diferentes e produzem, logicamente, vetores \mathbf{W} distintos. Os ângulos $\varphi_{v_{\{a,b,c\}}}$ usados nos vetores \mathbf{X} correspondem aos deslocamentos das tensões das fases associadas às *adalines*, ou seja, $\varphi_{v_a} = 0$ na fase a , $\varphi_{v_b} = -2\pi/3$ na fase b e $\varphi_{v_c} = +2\pi/3$ na fase c . As equações (3.45) - (3.47) mostram individualmente as multiplicações de vetores expressas por (3.44).

$$\hat{i}_{L_{a, b, c}} = \mathbf{W}^T \mathbf{X} \quad (3.44)$$

$$\begin{aligned}
\hat{i}_{L_a} = & A_0^a + \\
& + A_1^a \text{sen}(\omega k T_s + \varphi_{v_a}) + B_1^a \text{cos}(\omega k T_s + \varphi_{v_a}) + \\
& + A_2^a \text{sen}(2\omega k T_s) + B_2^a \text{cos}(2\omega k T_s) + \\
& \vdots \\
& + A_N^a \text{sen}(N\omega k T_s) + B_N^a \text{cos}(N\omega k T_s)
\end{aligned} \tag{3.45}$$

$$\begin{aligned}
\hat{i}_{L_b} = & A_0^b + \\
& + A_1^b \text{sen}(\omega k T_s + \varphi_{v_b}) + B_1^b \text{cos}(\omega k T_s + \varphi_{v_b}) + \\
& + A_2^b \text{sen}(2\omega k T_s) + B_2^b \text{cos}(2\omega k T_s) + \\
& \vdots \\
& + A_N^b \text{sen}(N\omega k T_s) + B_N^b \text{cos}(N\omega k T_s)
\end{aligned} \tag{3.46}$$

$$\begin{aligned}
\hat{i}_{L_c} = & A_0^c + \\
& + A_1^c \text{sen}(\omega k T_s + \varphi_{v_c}) + B_1^c \text{cos}(\omega k T_s + \varphi_{v_c}) + \\
& + A_2^c \text{sen}(2\omega k T_s) + B_2^c \text{cos}(2\omega k T_s) + \\
& \vdots \\
& + A_N^c \text{sen}(N\omega k T_s) + B_N^c \text{cos}(N\omega k T_s)
\end{aligned} \tag{3.47}$$

As equações (3.48) - (3.50) calculam uma corrente de compensação preliminar para cada uma das fases do sistema. Nessas equações pode-se realizar a seleção dos componentes harmônicos que se deseja compensar. Os termos que aparecem nas equações (3.48) - (3.50) são obtidos a partir das equações das correntes estimadas (3.45) - (3.47). As correntes de compensação preliminares i'_{C_a} , i'_{C_b} e i'_{C_c} são simplesmente a soma dos componentes fundamentais das correntes de carga com os componentes harmônicos selecionados. Em (3.48) - (3.50) são escolhidos, por exemplo, os componentes nas frequências harmônicas de 3^a, 5^a, 7^a, 9^a e 11^a ordens.

$$\begin{aligned}
i'_{C_a} = & A_0^a + \\
& + A_1^a \sin(\omega k T_s + \varphi_{v_a}) + B_1^a \cos(\omega k T_s + \varphi_{v_a}) + \\
& + \sum_{n=3,5,7,9,11} A_n^a \sin(n\omega k T_s) + \sum_{n=3,5,7,9,11} B_n^a \cos(n\omega k T_s)
\end{aligned} \tag{3.48}$$

$$\begin{aligned}
i'_{C_b} = & A_0^b + \\
& + A_1^b \sin(\omega k T_s + \varphi_{v_b}) + B_1^b \cos(\omega k T_s + \varphi_{v_b}) + \\
& + \sum_{n=3,5,7,9,11} A_n^b \sin(n\omega k T_s) + \sum_{n=3,5,7,9,11} B_n^b \cos(n\omega k T_s)
\end{aligned} \tag{3.49}$$

$$\begin{aligned}
i'_{C_c} = & A_0^c + \\
& + A_1^c \sin(\omega k T_s + \varphi_{v_c}) + B_1^c \cos(\omega k T_s + \varphi_{v_c}) + \\
& + \sum_{n=3,5,7,9,11} A_n^c \sin(n\omega k T_s) + \sum_{n=3,5,7,9,11} B_n^c \cos(n\omega k T_s)
\end{aligned} \tag{3.50}$$

A equação (3.51) determina as correntes ativas fundamentais que devem resultar na fonte do sistema elétrico após a compensação. Nessa equação os componentes fundamentais das tensões fase-neutro, com amplitudes unitárias, são multiplicados pela média dos coeficientes A_1 das três *adallines*. Os sinais de tensão usados nessa equação podem ser fornecidos por um sistema de *PLL* como aquele mostrado no apêndice B.

$$i_{L_{\{a, b, c\}1}} = v_{\{a, b, c\}1} \left(\frac{A_1^a + A_1^b + A_1^c}{3} \right) \tag{3.51}$$

As correntes de compensação de seqüências positiva e negativa do filtro ativo (expressas em coordenadas $\alpha\beta$) são calculadas pela equação (3.52). Nessa equação os sinais das correntes fundamentais que devem resultar na fonte são subtraídos das correntes de compensação preliminares. A corrente de compensação de seqüência zero i_{L_0} é dada por (3.53), onde i_{L_0} é a corrente de seqüência zero da carga determinada com a equação (A.9).

$$\begin{bmatrix} i_{C_\alpha} \\ i_{C_\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i'_{C_a} - i_{L_{a1}} \\ i'_{C_b} - i_{L_{b1}} \\ i'_{C_c} - i_{L_{c1}} \end{bmatrix} \tag{3.52}$$

$$i_{C_0} = i_{L_0} \tag{3.53}$$

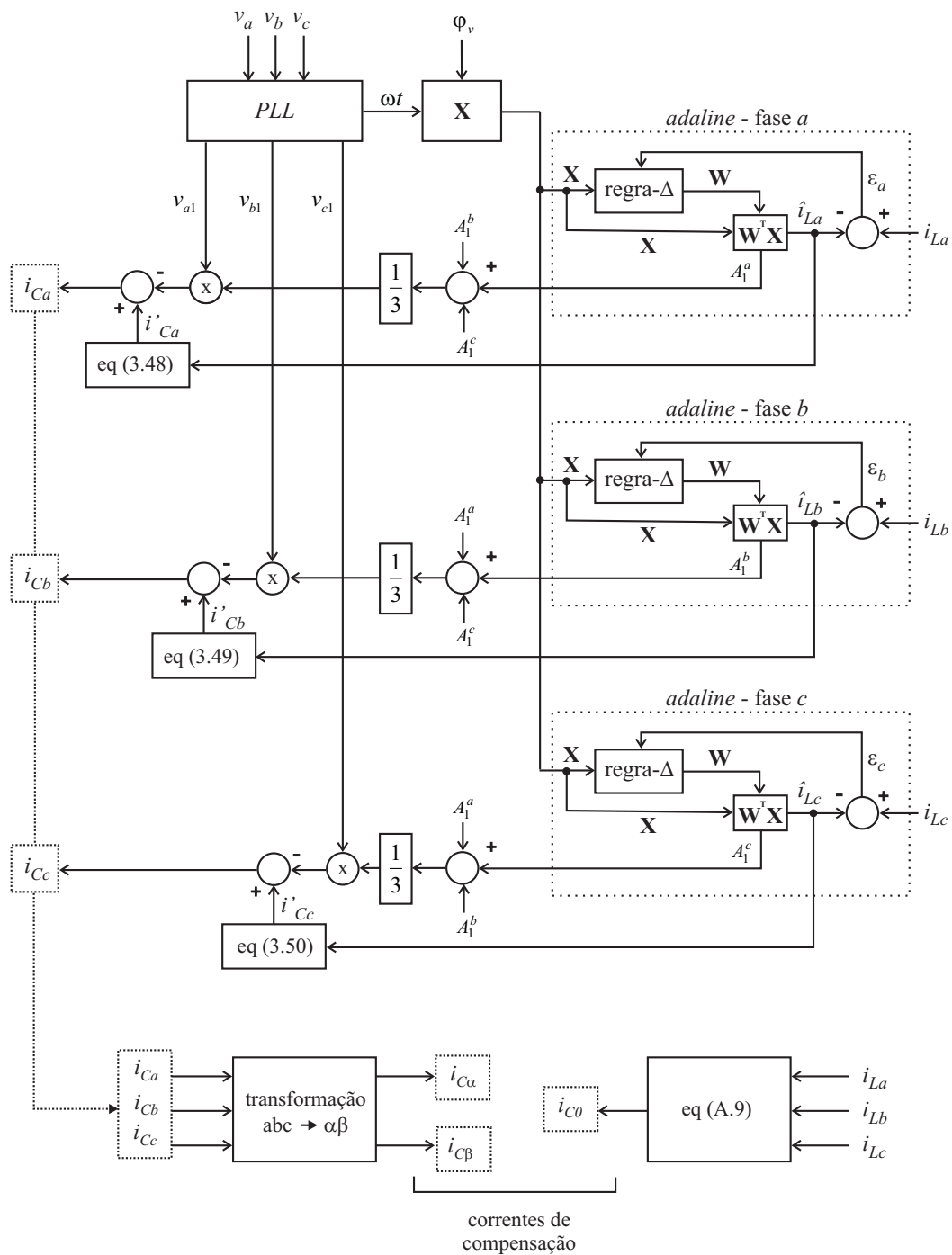


Figura 3.73: Compensador de correntes baseado em neurônios *adaline*.

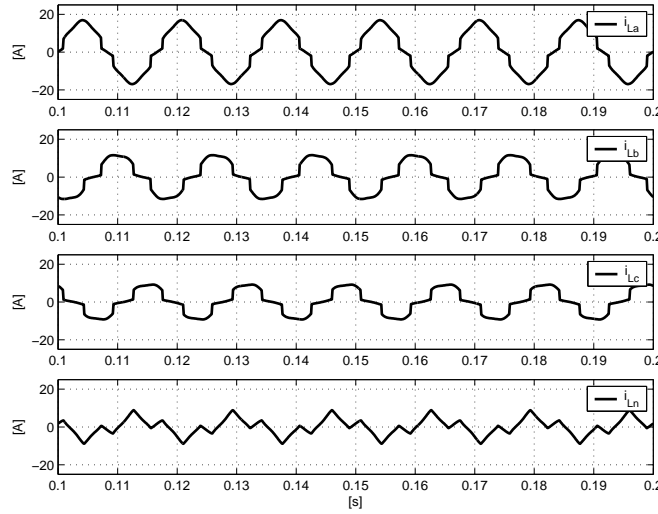


Figura 3.74: Simulação 8 - correntes de carga.

3.4.4 Simulações

Simulação 8: Compensação total das correntes harmônicas e da corrente de seqüência zero baseada em *adelines* com tensões distorcidas na fonte

São apresentados aqui os resultados obtidos com a simulação de um filtro ativo que utiliza o compensador de correntes da figura 3.73. As redes *adaline* empregam vetores de entrada \mathbf{X} e vetores de pesos \mathbf{W} com 49 elementos, o que permite efetuar séries de Fourier com $N = 24$. Todas as harmônicas de ordem ímpar presentes nas correntes de cargas são selecionadas para a compensação. A taxa de aprendizado das *adelines* é $\alpha = 0,5$ e a taxa de amostragem utilizada no algoritmo é $T_s = 100\mu s$.

As tensões da fonte nesta simulação, distorcidas e desequilibradas, são aquelas mostradas pela figura 3.6. A figura 3.74 mostra as correntes da carga, a figura 3.75 mostra as correntes de compensação injetadas pelo filtro ativo e a figura 3.76 mostra as correntes compensadas da fonte.

A figura 3.77 ilustra o comportamento das correntes da fonte e de compensação da fase *a* durante os primeiros instantes da simulação. Observa-se que o compensador entra em regime permanente após dois ciclos da frequência fundamental. A demora para o estabelecimento da compensação nos dois ciclos iniciais deve-se ao tempo de adaptação das *adelines*.

A figura 3.78 mostra o comportamento da *adaline* da fase *a*. O gráfico superior mostra a corrente medida i_{L_a} , que corresponde ao sinal y_d da *adaline*. O gráfico intermediário mostra a corrente \hat{i}_{L_a} estimada pela *adaline* através da série de Fourier, que corresponde à saída y da rede. O terceiro gráfico mostra o erro da *adaline*, $\varepsilon = y_d - y$ ou $\varepsilon = i_{L_a} - \hat{i}_{L_a}$.

A figura 3.79 mostra o espectro de frequências da corrente da carga i_{L_a} até 5kHz. A figura 3.80 mostra o espectro de frequências da corrente de compensação i_{C_a} , onde apenas os componentes harmônicos, além de uma pequena porção de

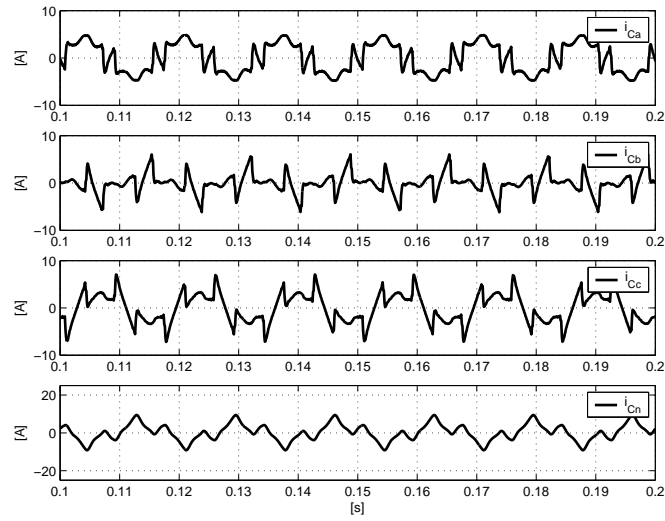


Figura 3.75: Simulação 8 - correntes de compensação do filtro ativo.

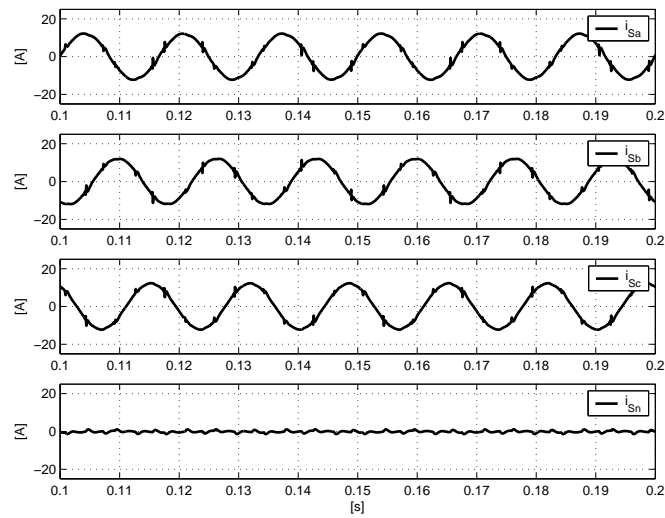


Figura 3.76: Simulação 8 - correntes compensadas da fonte.

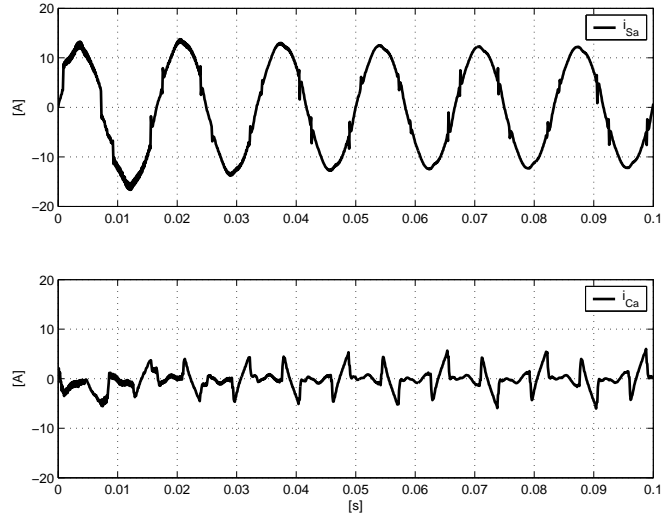


Figura 3.77: Simulação 8 - correntes i_{S_a} e i_{C_a} nos instantes iniciais.

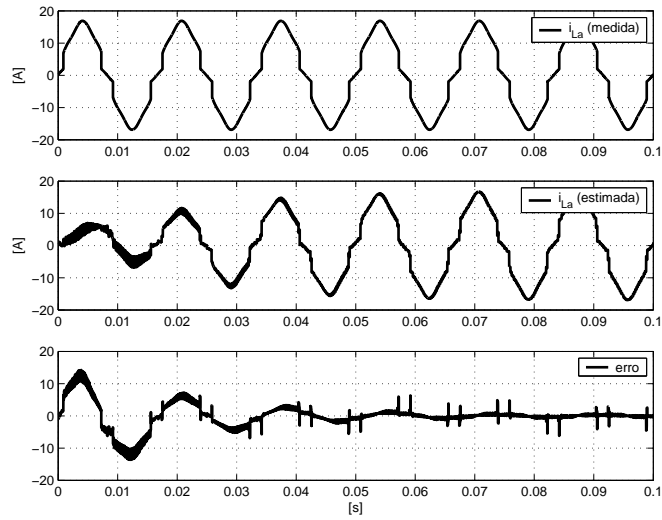


Figura 3.78: Simulação 8 - correntes i_{L_a} (medida), corrente \hat{i}_{L_a} (estimada) e erro ε da *adaline a*.

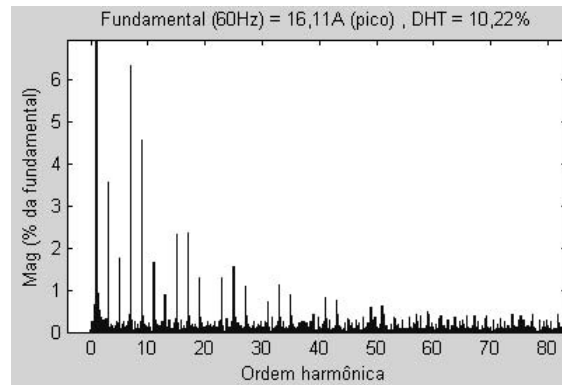


Figura 3.79: Simulação 8 - espectro de frequências de i_{L_a} .

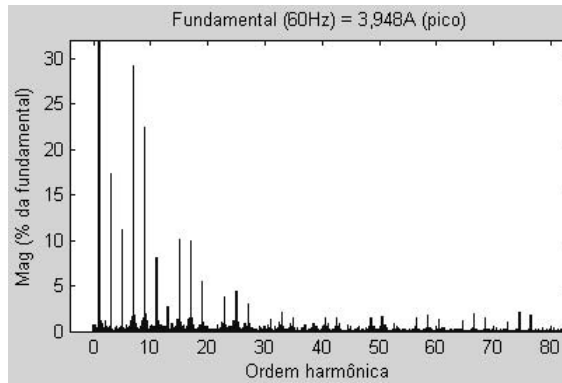


Figura 3.80: Simulação 8 - espectro de frequências de i_{C_a} .

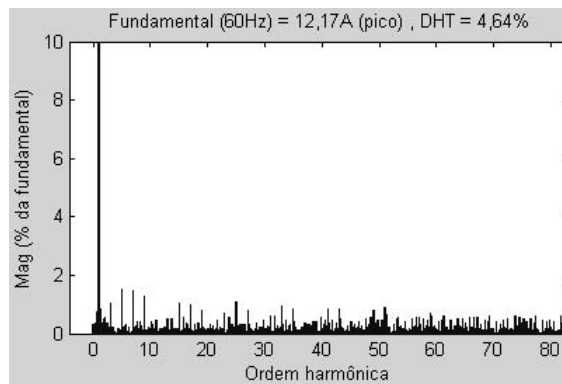


Figura 3.81: Simulação 8 - espectro de frequências de i_{S_a} .

componente fundamental, estão presentes. A figura 3.80 mostra o espectro da corrente compensada i_{S_a} , onde se vê que a compensação dos componentes harmônicos foi efetuada com sucesso. A distorção harmônica total (DHT) da corrente de carga, calculada de acordo com a definição (2.17), é de 10,22%. Após a compensação obtém-se na fonte uma corrente com $DHT = 4,64\%$.

Simulação 9: Compensação total das correntes harmônicas e da corrente e seqüência zero baseada em *adelines* com tensões não distorcidas na fonte

Nesta simulação foi utilizado o mesmo compensador do caso anterior, cujo esquema é mostrado na figura 3.73. As tensões da fonte, que agora são senoidais e equilibradas, são aquelas vistas na figura 3.22. A figura 3.82 mostra as correntes da carga. A figura 3.83 mostra as correntes de compensação injetadas pelo filtro ativo. A figura 3.84 mostra as correntes compensadas da fonte.

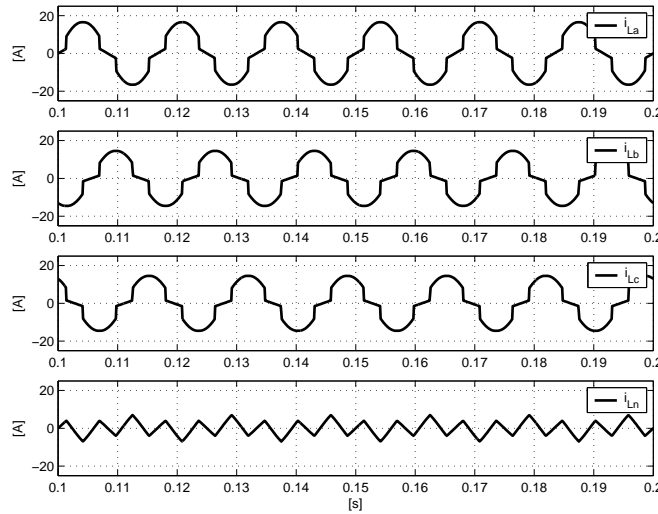


Figura 3.82: Simulação 9 - correntes da carga.

Observa-se, comparando os resultados desta simulação com os da simulação anterior, que o compensador de correntes da figura 3.73 é capaz de produzir correntes senoidais na fonte independentemente da qualidade das tensões, que podem ser distorcidas ou não. Isso é possível pelo uso de um sistema de *PLL* que fornece para o compensador de correntes os componentes fundamentais das tensões (v_{a1} , v_{b1} e v_{c1}) e os ângulos $\omega t + \varphi_v$ usados pelas *adelines*.

A figura 3.85 mostra o comportamento das correntes de carga e de compensação da fase *a* durante os primeiros instantes da simulação. Observa-se, novamente, que o compensador entra em regime permanente após dois ciclos da frequência fundamental. A figura 3.86 mostra o comportamento da *adaline* da fase *a*. O gráfico superior mostra a corrente medida i_{L_a} , que corresponde ao sinal y_d da *adaline*. O gráfico intermediário mostra a corrente \hat{i}_{L_a} estimada pela *adaline*. O terceiro gráfico

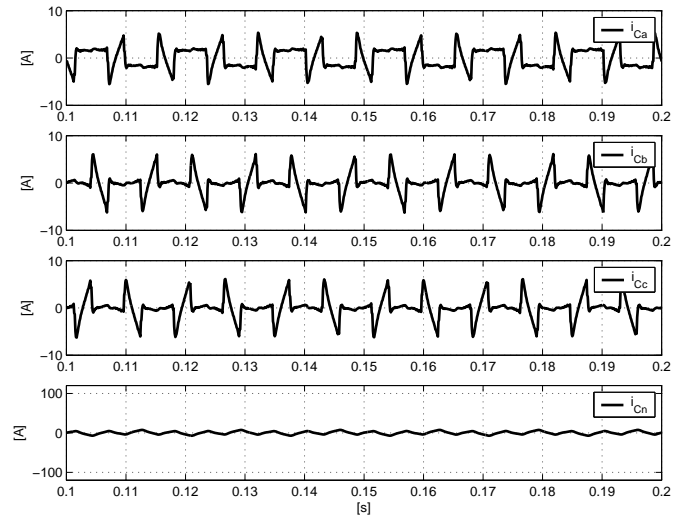


Figura 3.83: Simulação 9 - correntes de compensação do filtro ativo.

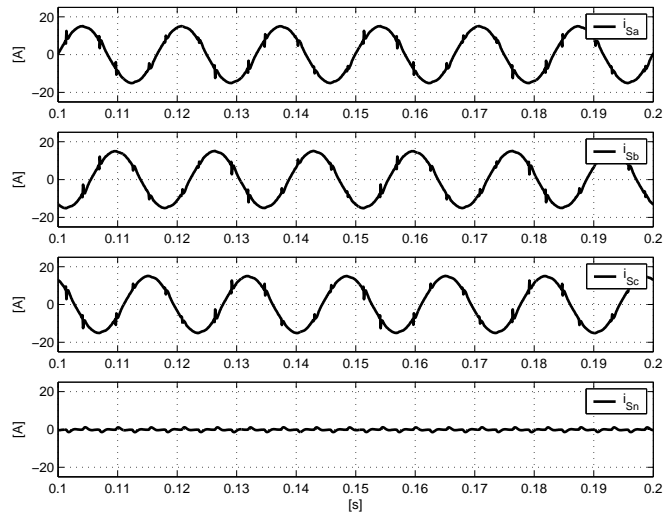


Figura 3.84: Simulação 9 - correntes compensadas da fonte.

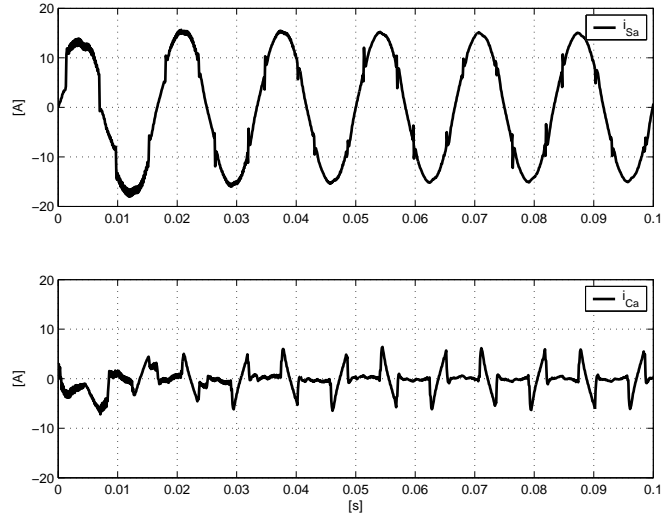


Figura 3.85: Simulação 9 - correntes i_{S_a} e i_{C_a} nos instantes iniciais.

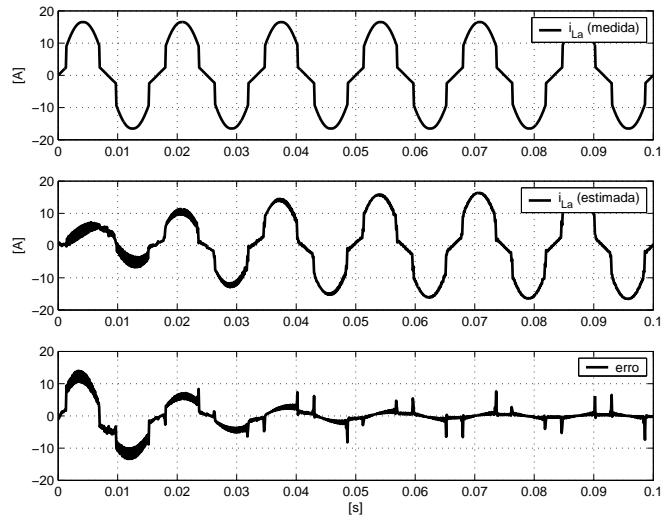


Figura 3.86: Simulação 9 - correntes i_{L_a} (medida), corrente \hat{i}_{L_a} (estimada) e erro ε da *adaline a*.

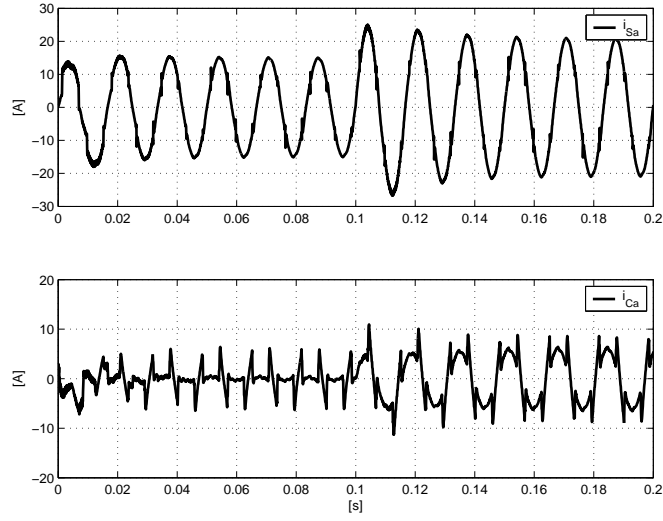


Figura 3.87: Simulação 9 - correntes i_{S_a} e i_{C_a} com mudança na carga.

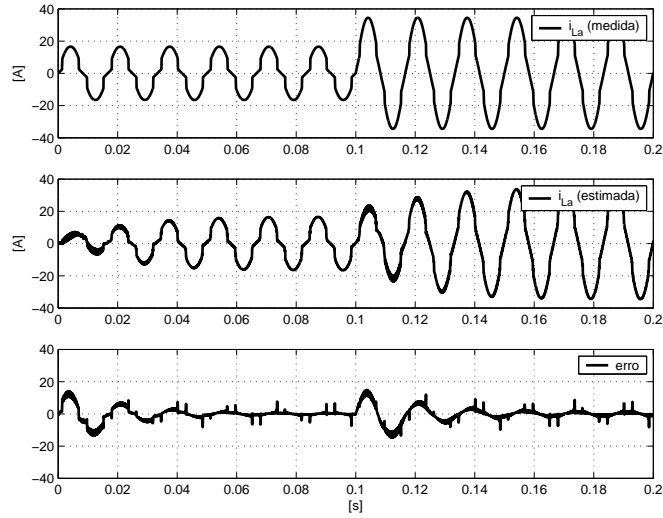


Figura 3.88: Simulação 9 - correntes i_{L_a} (medida), corrente \hat{i}_{L_a} (estimada) e erro ε da *adaline a* com mudança na carga.

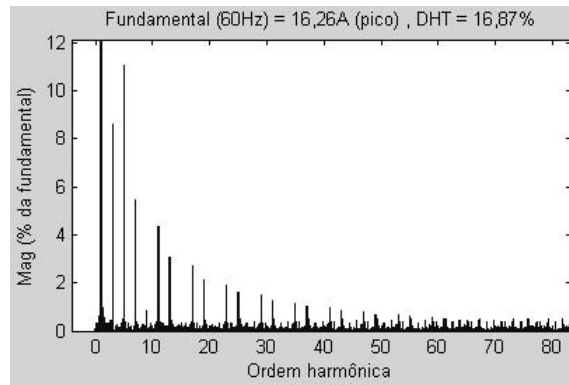


Figura 3.89: Simulação 9 - espectro de frequências de i_{L_a} .

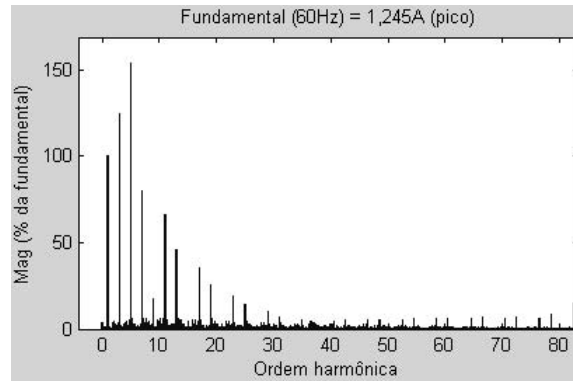


Figura 3.90: Simulação 9 - espectro de frequências de i_{C_a} .

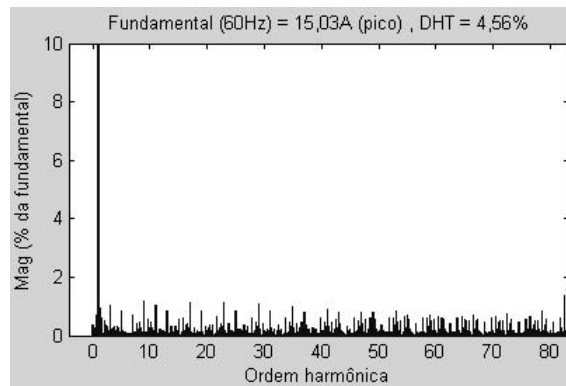


Figura 3.91: Simulação 9 - espectro de frequências de i_{S_a} .

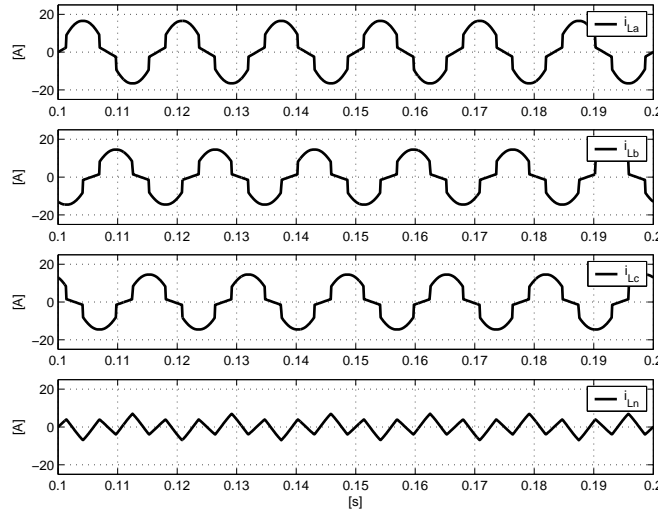


Figura 3.92: Simulação 10 - correntes da carga.

mostra o erro da adaline, $\varepsilon = y_d - y$ ou $\varepsilon = i_{La} - \hat{i}_{La}$.

A figura 3.87 mostra o comportamento das correntes de carga e de compensação da fase a na ocorrência de uma mudança na carga no instante $t = 0,1$ s, quando o resistor R_3 de 50Ω é subitamente substituído por um de 10Ω . A figura 3.88 mostra o comportamento da *adaline* da fase a com essa mudança de carga. Quando as correntes da carga sofrem modificações as *adalines* passam por um novo processo de adaptação, como fica claro nas figuras 3.87 e 3.88, que tem continuidade até que o erro ε torne-se novamente pequeno.

A figura 3.89 mostra o espectro de frequências da corrente da carga i_{La} até 5kHz. A figura 3.90 mostra o espectro de frequências da corrente de compensação i_{Ca} , onde apenas os componentes harmônicos, além de uma pequena porção de componente fundamental, estão presentes. A figura 3.90 mostra o espectro da corrente compensada i_{Sa} , onde se vê que os componentes harmônicos foram compensados. A distorção harmônica (DHT) total da corrente de carga, calculada de acordo com a definição (2.17), é de 16,87%. Após a compensação obtém-se na fonte uma corrente com DHT = 4,56%.

Simulação 10: Compensação seletiva das correntes harmônicas e da corrente de sequência zero baseada em *adalines* com tensões não distorcidas na fonte

Nesta simulação é explorada a capacidade de seleção de componentes harmônicos do compensador de correntes ilustrado na figura 3.73. As *adalines* são empregadas com os mesmos parâmetros utilizados nas simulações anteriores. As tensões da fonte, que não têm distorções e são equilibradas, podem ser vistas na figura 3.22. As correntes de carga são mostradas pela figura 3.92. Nas figuras 3.93 e 3.94 vêem-se as correntes de compensação do filtro ativo e as correntes compensadas da fonte.

Dentre os principais componentes harmônicos da corrente da figura 3.92 foram escolhidos os de 3^a, 5^a, 7^a, 9^a e 11^a

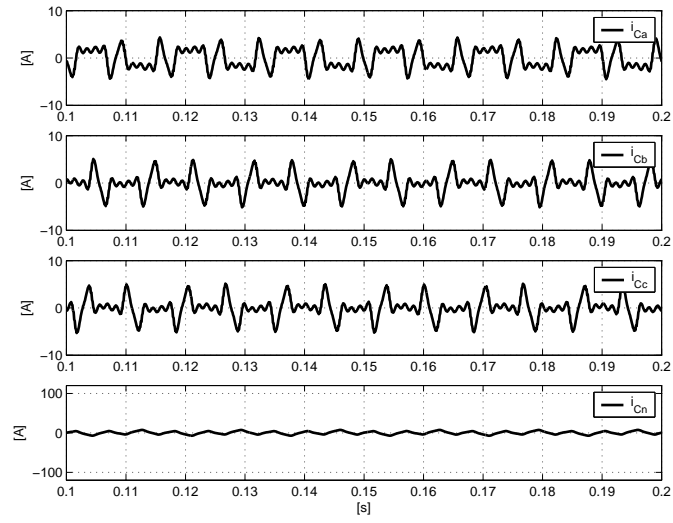


Figura 3.93: Simulação 10 - correntes de compensação do filtro ativo.

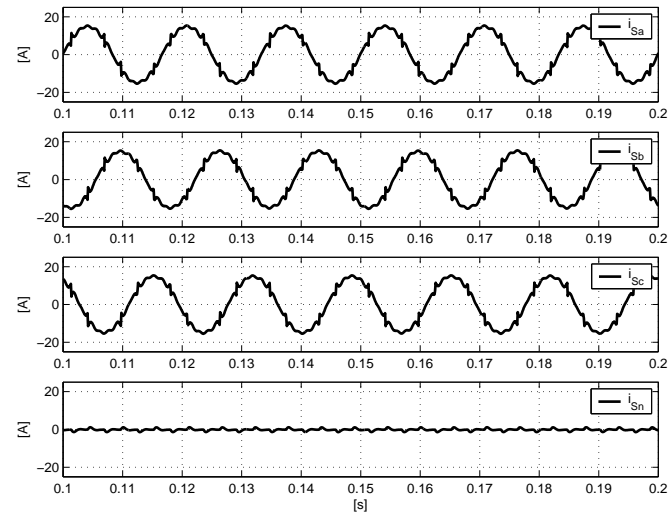


Figura 3.94: Simulação 10 - correntes compensadas da fonte.

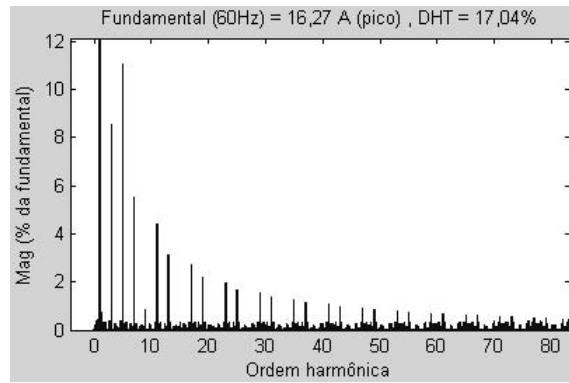


Figura 3.95: Simulação 10 - espectro de freqüências de i_{La} .

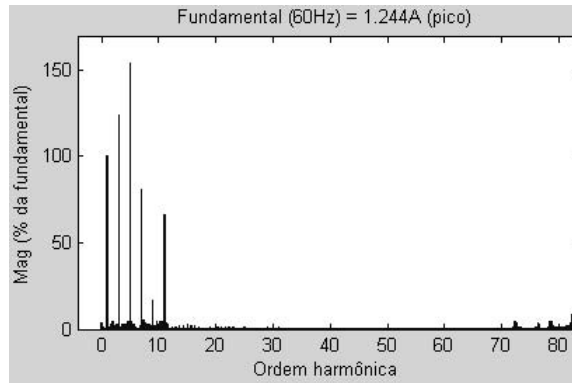


Figura 3.96: Simulação 10 - espectro de freqüências de i_{Ca} .

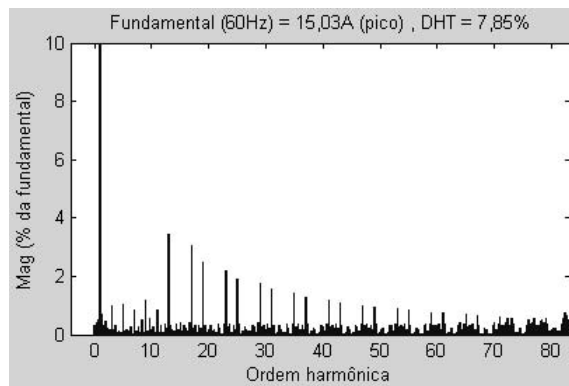


Figura 3.97: Simulação 10 - espectro de freqüências de i_{Sa} .

ordens para a compensação. A seleção de componentes a serem compensados, como foi visto anteriormente, realiza-se nas equações (3.48) - (3.50).

A figura 3.95 mostra o espectro de frequências da corrente da carga i_{L_a} até 5kHz. A figura 3.96 mostra o espectro de frequências da corrente de compensação i_{C_a} , onde apenas os componentes selecionados, além de uma pequena porção de componente fundamental, estão presentes. A figura 3.96 mostra o espectro da corrente compensada i_{S_a} , onde se observa que apenas os componentes harmônicos selecionados foram compensados. A distorção harmônica total (DHT) da corrente da carga, calculada de acordo com a definição (2.17), é de 17,04%. Após a compensação obtém-se na fonte uma corrente com $DHT = 7,85\%$. Com a compensação seletiva pode-se regular o valor de DHT através da quantidade de componentes harmônicos escolhidos para a compensação.

3.5 Sumário das simulações realizadas

Tabela 3.1: Sumário das simulações realizadas neste capítulo.

número	método ou teoria	objetivo	THD (%)	
			antes	depois
1	teoria pq	Compensação da potência imaginária e da potência de sequência zero com tensões distorcidas na fonte.	-	-
2	teoria pq	Compensação da potência imaginária, da potência real harmônica e da potência de sequência zero com tensões distorcidas na fonte.	-	-
3	teoria pq	Compensação da potência imaginária, da potência real harmônica e da corrente de sequência zero com tensões não distorcidas na fonte.	16,91	6,68
4	teoria pq modificada	Compensação da potência real harmônica e das potências imaginárias com tensões distorcidas na fonte.	-	-
5	teoria pq modificada	Compensação da potência real harmônica e das potências imaginárias com tensões não distorcidas na fonte.	16,91	6,51
6	transformação dq	Compensação da corrente oscilante de eixo direto, da corrente de eixo em quadratura e da corrente de sequência zero com tensões distorcidas na fonte.	10,32	6,92
7	transformação dq	Compensação da corrente oscilante de eixo direto, da corrente de eixo em quadratura e da corrente de sequência zero com tensões não distorcidas na fonte.	16,91	6,66
8	<i>adaline</i>	Compensação não seletiva de correntes harmônicas e de corrente de sequência zero com tensões distorcidas na fonte.	10,22	4,64
9	<i>adaline</i>	Compensação não seletiva de correntes harmônicas e de corrente de sequência zero com tensões não distorcidas na fonte.	16,87	4,55
10	<i>adaline</i>	Compensação seletiva de correntes harmônicas e de corrente de sequência zero com tensões não distorcidas na fonte.	17,04	7,85

Capítulo 4

Controle de correntes

Introdução

Em capítulos anteriores foram apresentados esquemas simplificados de um filtro ativo paralelo trifásico acoplado a um sistema elétrico com quatro fios (figuras 1.1 e 3.2). Nessas figuras foi visto que o sistema de controle de correntes é uma das partes que compõem o filtro ativo. A figura 4.1 mostra o esquema de um sistema de controle de correntes, que é composto por um controlador de correntes e por uma etapa de potência, essa última constituída de um inversor fonte de tensão alimentado por capacitores e um conjunto de indutores de acoplamento.

O controlador de correntes recebe os sinais de referência i_{C_α} , i_{C_β} e i_{C_0} determinados pelo compensador de correntes e os compara com as correntes i_{C_a} , i_{C_b} e i_{C_c} medidas nos indutores de acoplamento do filtro ativo. O erro entre as correntes de referência e as correntes medidas é processado por reguladores ou comparadores, que fazem com que as correntes sintetizadas nos indutores de acoplamento acompanhem as referências determinadas pelo compensador.

Um bom controlador de correntes é necessário para que o filtro ativo tenha desempenho satisfatório, pois as correntes de compensação calculadas pelo compensador devem ser injetadas no sistema elétrico da maneira mais instantânea possível, com erro e atraso pequenos. Em [34] encontra-se um panorama sobre diversas técnicas de controle de correntes desenvolvidas nos últimos anos. O objetivo deste capítulo é estudar duas técnicas de controle de correntes para sistemas com quatro fios. Os estudos envolvem unicamente sistemas de controle que empregam inversores de tensão com três pernas, como aquele usado no esquema da figura 4.1 e mostrado em detalhes na figura 4.2.

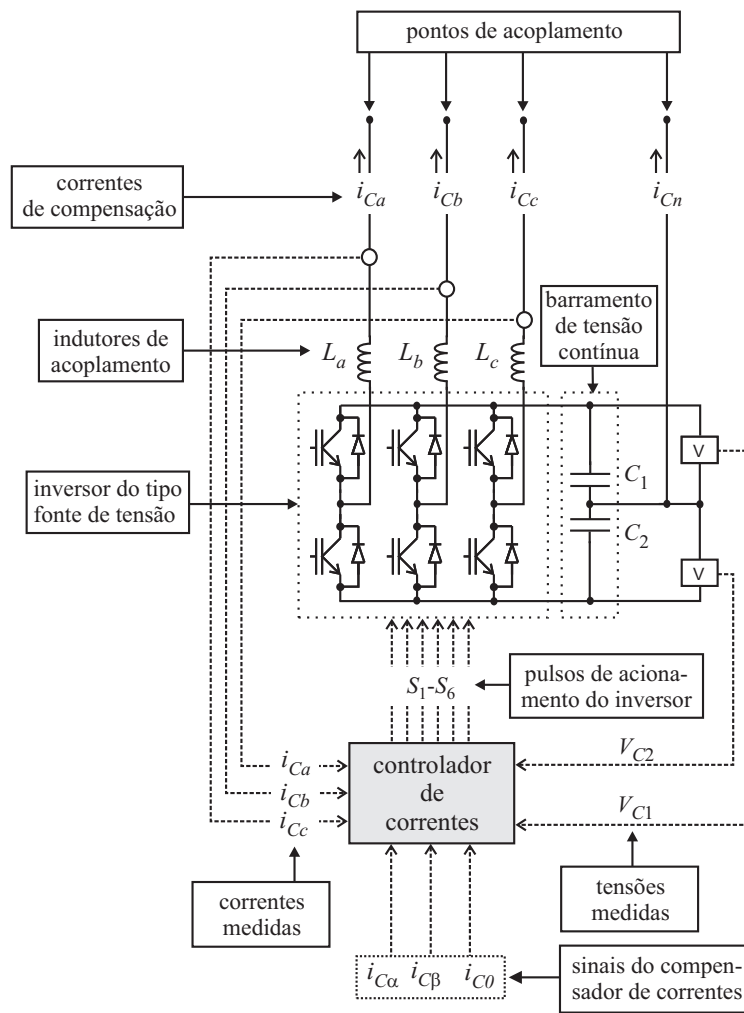


Figura 4.1: Sistema de controle de correntes.

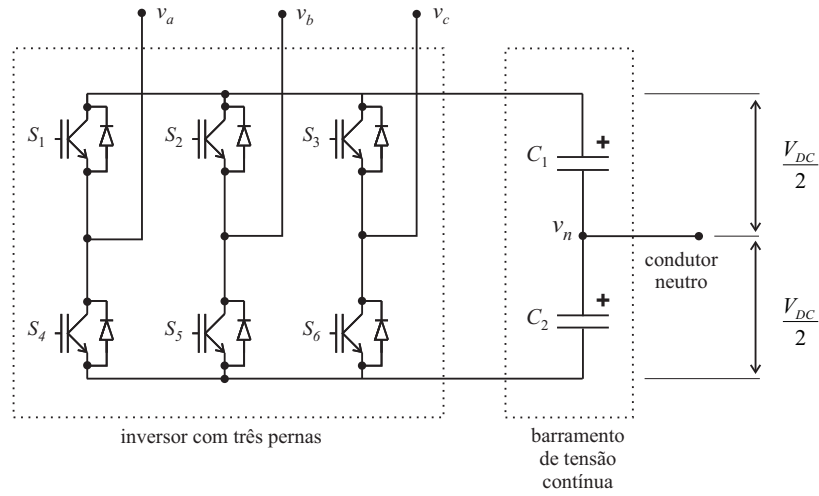


Figura 4.2: Inversor fonte de tensão com três pernas.

4.1 Controle de correntes usando comparadores com histerese

A técnica de controle de correntes com histerese é uma das mais amplamente conhecidas. O processo de controle de correntes com histerese é bastante simples, tendo sido utilizado em diversos trabalhos com filtros ativos. Referências como [35–37] apresentam sistemas de controle de correntes com histerese para sistemas com três fios. As referências [38, 39] apresentam sistemas de controle de correntes com quatro fios.

4.1.1 Controlador de correntes

A figura 4.3 mostra o esquema do controlador de correntes com histerese para sistemas com quatro fios parecido com o encontrado em [38, 39]. Três comparadores com histerese são utilizados para comparar as correntes de referência com as correntes medidas expressas no sistema $\alpha\beta 0$. As correntes de referência são calculadas pelo compensador de correntes, enquanto as correntes medidas são aquelas sintetizadas nos indutores de acoplamento pelo inversor de tensão, ou seja, são as correntes injetadas no sistema elétrico pelo filtro ativo.

O controlador de correntes da figura 4.3 sintetiza correntes nos indutores de acoplamento L_a , L_b e L_c através dos pulsos de acionamento S_1 - S_6 enviados para o inversor de tensão. A determinação das larguras dos pulsos é feita através de uma tabela que, a partir dos resultados das comparações entre as correntes medidas e sintetizadas, determina os estados das chaves do inversor.

O inversor de tensão da figura 4.2, usado no controlador de correntes, utiliza um condutor neutro que divide em duas partes o barramento de tensão contínua. Devido à existência desse condutor as tensões aplicadas entre as fases a , b e c e o neutro são sempre iguais a $+V_{DC}/2$ ou $-V_{DC}/2$. As chaves S_1 - S_6 do inversor podem assumir oito diferentes combinações de estados,

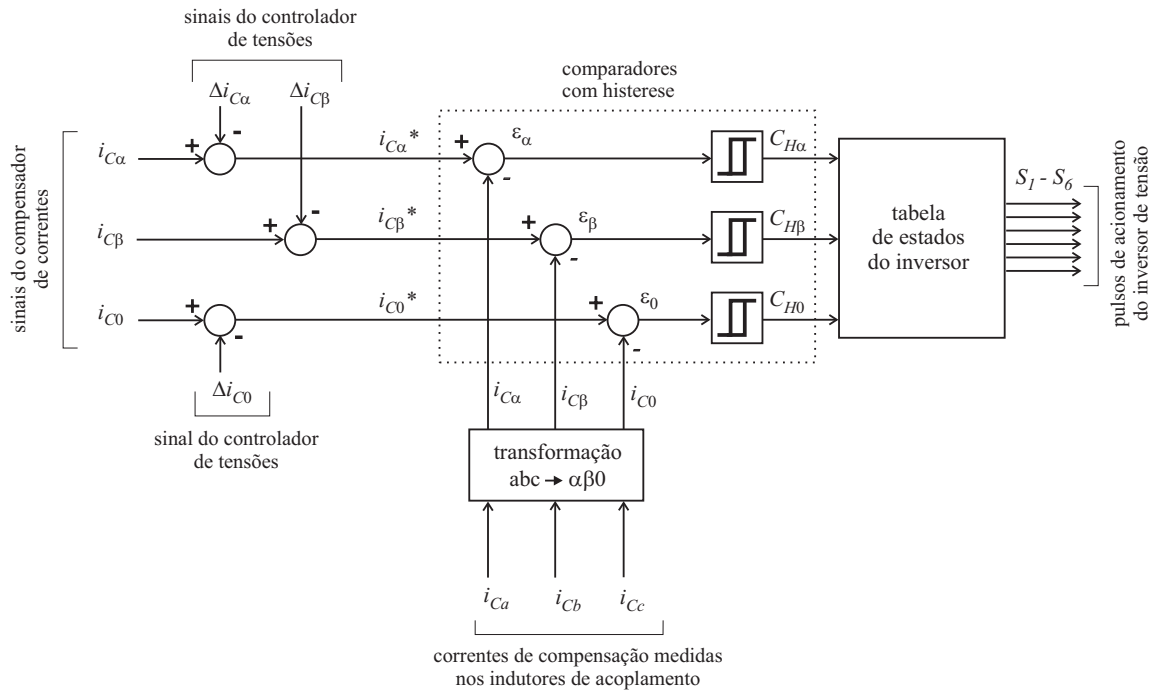


Figura 4.3: Controlador de correntes com histerese.

que produzem diferentes tensões nas saídas do inversor. A tabela 4.1 mostra as oito possibilidades de combinações de estados e as tensões de fase v_{an} , v_{bn} e v_{cn} , produzidas entre os terminais de fase e o terminal neutro. Todos os valores encontrados na tabela 4.1 estão expressos em pu , com valor de base igual a V_{DC} , que é a tensão total do barramento do inversor.

As tensões de fase-neutro do inversor podem ser expressas no sistema de coordenadas $\alpha\beta 0$, como visto na tabela 4.1. Os valores das coordenadas $\alpha\beta 0$ das tensões de fase nas saídas do inversor produzidas pelas oito possíveis combinações de chaves dão origem a oito vetores espaciais básicos de tensões de fase, como mostram a tabela 4.1 e a figura 4.4.

A figura 4.5 mostra um comparador com histerese como aqueles usados no esquema da figura 4.3. A diferença entre a corrente de referência e a corrente medida é o erro ε . A saída C_H depende do erro ε , conforme mostrado no gráfico da figura 4.6. Quando $\varepsilon > \delta$ tem-se $C_H = 1$, quando $\varepsilon < -\delta$ tem-se $C_H = 0$. O valor de δ regula a largura da banda de histerese, que é a faixa dentro da qual as correntes controladas devem permanecer. Uma banda de histerese muito grande origina um erro de controle elevado. Uma banda reduzida proporciona um controle mais preciso, porém a atuação dos comparadores torna-se mais intensa, aumentando a frequência de chaveamento do inversor de tensão acionado pelo controlador de correntes. A figura 4.7 ilustra o significado de uma banda de histerese. No controlador da figura 4.3 são usados três comparadores com histerese como o da figura 4.5. Cada um deles é ajustado com uma banda de histerese distinta. Os valores de δ_α , δ_β e δ_0 são dados pela equação (4.1) [38], onde a variável δ determina as larguras das três bandas de histerese.

Tabela 4.1: Tabela das tensões de saída (em pu) do inversor e seus vetores espaciais.

S_1	S_2	S_3	v_{an}	v_{bn}	v_{cn}	v_α	v_β	v_0	vetor espacial
0	0	0	-1/2	-1/2	-1/2	0	0	$\frac{-\sqrt{3}}{2}$	\vec{V}_0
1	0	0	1/2	-1/2	-1/2	$\sqrt{\frac{2}{3}}$	0	$\frac{-1}{2\sqrt{3}}$	\vec{V}_1
1	1	0	1/2	1/2	-1/2	$\frac{1}{\sqrt{6}}$	$\frac{1}{\sqrt{2}}$	$\frac{1}{2\sqrt{3}}$	\vec{V}_2
0	1	0	-1/2	1/2	-1/2	$-\frac{1}{\sqrt{6}}$	$\frac{1}{\sqrt{2}}$	$\frac{-1}{2\sqrt{3}}$	\vec{V}_3
0	1	1	-1/2	1/2	1/2	$-\sqrt{\frac{2}{3}}$	0	$\frac{1}{2\sqrt{3}}$	\vec{V}_4
0	0	1	-1/2	-1/2	1/2	$-\frac{1}{\sqrt{6}}$	$-\frac{1}{\sqrt{2}}$	$\frac{-1}{2\sqrt{3}}$	\vec{V}_5
1	0	1	1/2	-1/2	1/2	$\frac{1}{\sqrt{6}}$	$-\frac{1}{\sqrt{2}}$	$\frac{1}{2\sqrt{3}}$	\vec{V}_6
1	1	1	1/2	1/2	1/2	0	0	$\frac{\sqrt{3}}{2}$	\vec{V}_7

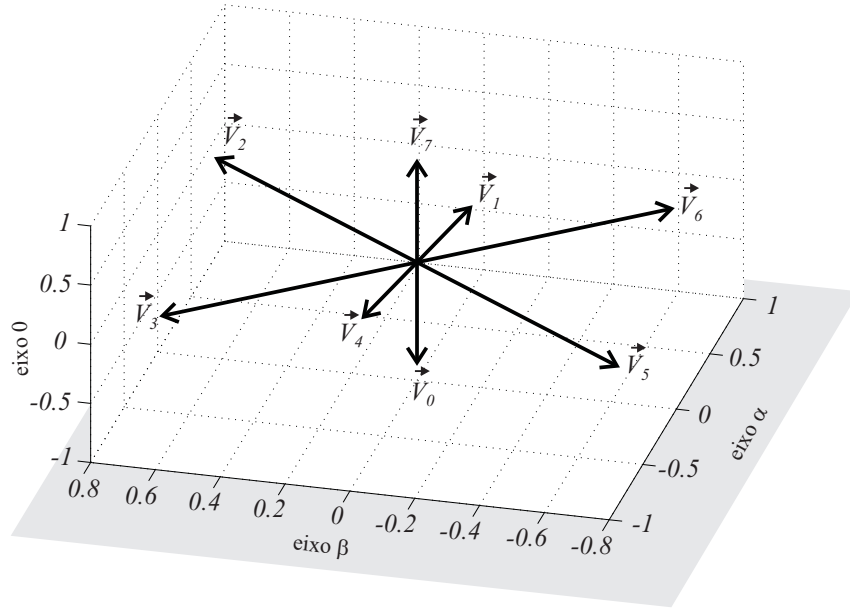


Figura 4.4: Vetores espaciais (com coordenadas em pu) das tensões de fase do inversor.

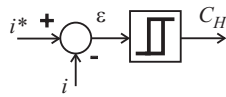


Figura 4.5: Comparador com histerese.

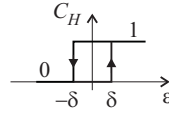


Figura 4.6: Comportamento do comparador com histerese.

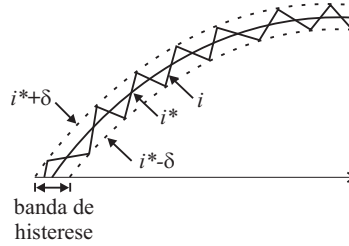


Figura 4.7: Banda de histerese.

$$\delta_\alpha = \sqrt{\frac{2}{3}} \delta, \quad \delta_\beta = \frac{\sqrt{2}}{3} \delta, \quad \delta_0 = \frac{1}{\sqrt{3}} \delta \quad (4.1)$$

Em [39] é mostrado que é possível controlar as correntes $\alpha\beta 0$ com a aplicação de seis dos oito vetores espaciais básicos da tabela 4.1. A tabela 4.2, encontrada em [39], mostra os estados das chaves $S_1 - S_3$ do inversor de tensão da figura 1.1 em função das saídas dos três comparadores com histerese. Um valor unitário significa que a chave deve estar ligada e um valor nulo significa que a chave deve estar desligada. Como as chaves de uma mesma perna do inversor não podem ser simultaneamente ligadas, os estados das chaves $S_4 - S_6$ determinam-se facilmente a partir da tabela 4.2.

O funcionamento do controlador de correntes pode ser compreendido através da figura 4.7, onde se vê uma corrente controlada ziguezagueando em torno de uma corrente de referência. O controlador de correntes faz as correntes controladas aproximarem-se das correntes de referência, permanecendo sempre dentro da banda de histerese.

Tabela 4.2: Tabela de estados das chaves do inversor.

$C_{H\alpha}$	0	0	0	0	1	1	1	1
$C_{H\beta}$	0	0	1	1	0	0	1	1
C_{H0}	0	1	0	1	0	1	0	1
S_1	1	0	1	0	1	0	1	0
S_2	1	0	0	0	1	1	1	0
S_3	0	0	1	0	1	0	1	1
	\vec{V}_2	\vec{V}_0	\vec{V}_6	\vec{V}_0	\vec{V}_7	\vec{V}_3	\vec{V}_7	\vec{V}_5

4.1.2 Controlador de tensões

Das correntes de referência i_{C_α} , i_{C_β} e i_{C_0} oriundas do compensador de correntes são subtraídos os sinais Δi_{C_α} , Δi_{C_β} e Δi_{C_0} determinados pelo controlador de tensões da figura 4.8. Os sinais do controlador de tensões são utilizados para o equilíbrio e para a manutenção das tensões dos capacitores do barramento de tensão contínua do inversor.

Os sinais Δi_{C_α} e Δi_{C_β} regulam as correntes de seqüências positiva e negativa do filtro ativo, conseqüentemente permitindo a regulação das correntes fundamentais que circulam pelas três fases da fonte. Essa regulação realiza o balanceamento de energia dentro do filtro ativo. Quando a tensão total dos capacitores diminui o regulador PI incrementa o sinal u_1 , que aumenta as amplitudes dos sinais senoidais Δi_{C_α} e Δi_{C_β} . Quando a tensão total dos capacitores aumenta os sinais são decrementados, ocasionando a diminuição das amplitudes das correntes fundamentais que circulam pela fonte.

O sinal Δi_{C_0} tem a função de realizar o balanceamento entre as tensões dos dois capacitores do barramento, V_{C1} e V_{C2} . O regulador PI recebe o erro entre as duas tensões e fornece o sinal $u_2 = \Delta i_{C_0}$, que atua diretamente sobre a corrente de seqüência zero.

As equações do controlador de tensões são mostradas em (4.2) e (4.3). A modelagem e o estudo detalhado do controlador de tensões não são parte dos objetivos deste trabalho. Referências como [40–42] mostram em detalhes o projeto do controlador de tensões e os cálculos dos ganhos $k_{p_{\alpha\beta}}$, $k_{i_{\alpha\beta}}$, k_{p_0} e k_{i_0} das equações (4.2) e (4.3). Os reguladores PI do controlador de tensões devem ter resposta dinâmica suficientemente lenta para que sua atuação não cause distorções nas correntes compensadas da fonte.

$$\begin{bmatrix} \Delta i_{C_\alpha} \\ \Delta i_{C_\beta} \end{bmatrix} = (k_{p_{\alpha\beta}} + \frac{k_{i_{\alpha\beta}}}{s})(V_{DC}^* - V_{DC}) \begin{bmatrix} v_{\alpha 1} \\ v_{\beta 1} \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

$$\Delta i_{C_0} = (k_{p_0} + \frac{k_{i_0}}{s})(V_{C1} - V_{C2}) \quad (4.3)$$

A figura 4.9 mostra um resultado simulado da atuação do controlador de tensões. Após um breve transitório, quando os capacitores adquirem suas cargas iniciais (em $t = 0,04s$), o controlador passa a funcionar e as tensões V_{C1} e V_{C2} mantêm-se equilibradas, com a tensão total em torno do valor de referência $V_{DC}^* = 300V$.

Nos esquemas de compensação que utilizam *PLL* os sinais $v_{\alpha 1}$ e $v_{\beta 1}$ são facilmente obtidos, sendo possível a atuação do controlador de tensões diretamente sobre as correntes de referência, como foi estudado logo acima. Em alguns esquemas de compensação estudados anteriormente (simulações de 1 a 5) não se emprega *PLL*, estando ausentes os sinais v_{a1} , v_{b1} e v_{c1} , a partir dos quais calculam-se $v_{\alpha 1}$ e $v_{\beta 1}$. Nesses casos é mais fácil fazer o controlador de tensões atuar diretamente sobre os sinais de potência do compensador de correntes. Nos esquemas das figuras 3.5 e 3.14 o sinal u_1 (saída do regulador PI, figura 4.8) pode ser subtraído da potência de compensação p_C , fazendo com que diminuições da tensão total dos capacitores

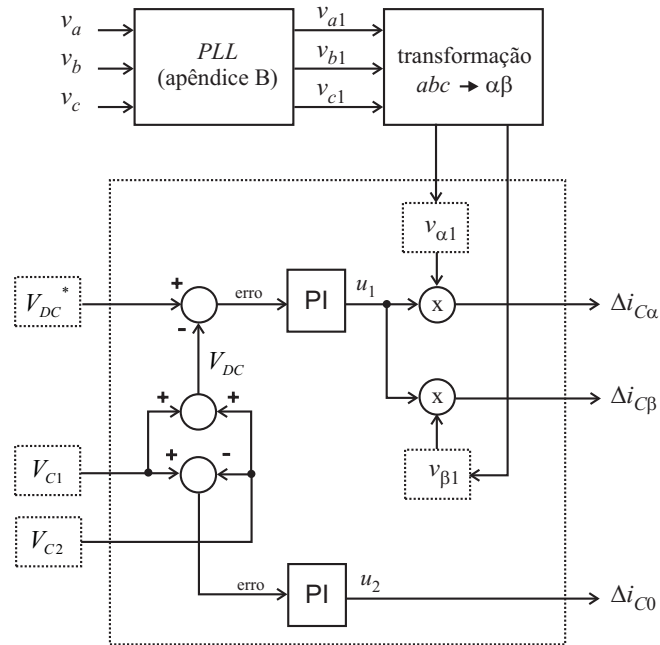


Figura 4.8: Controlador de tensões.

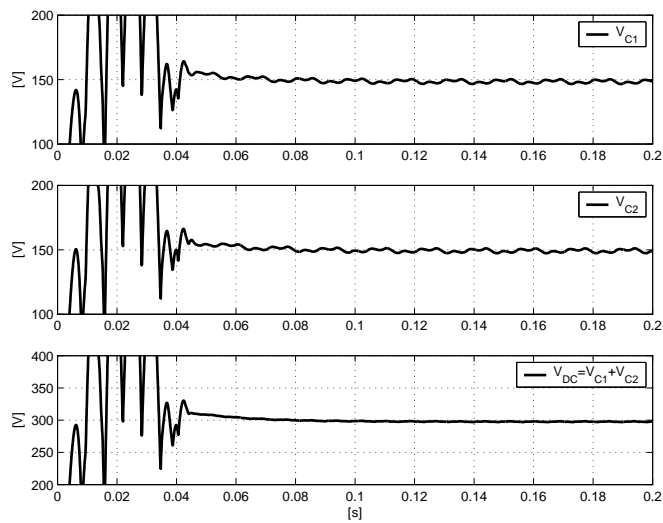


Figura 4.9: Tensões dos capacitores.

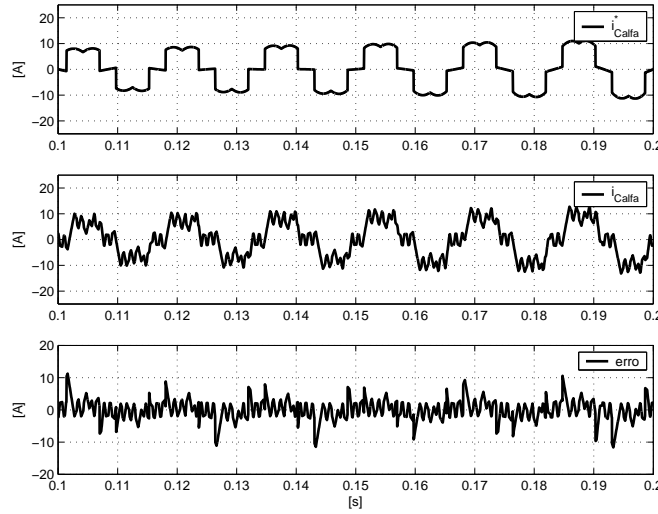


Figura 4.10: Simulação 11 - correntes do eixo α com $\delta = 2$.

forcem o filtro ativo a retirar potência da fonte elétrica para restabelecer a carga dos capacitores. No esquema da figura 3.34 o sinal u_1 pode realizar a mesma função ao ser subtraído da potência $p_{C_{\alpha\beta 0}}$.

4.1.3 Simulações

Simulação 11: Controle de correntes com histerese

As figuras 4.10 - 4.13 ilustram os resultados da simulação de um sistema de controle de correntes com histerese. As correntes de referência e as correntes controladas no sistema $\alpha\beta 0$ encontram-se nas figuras 4.10 - 4.12. A figura 4.13 mostra as correntes sintetizadas nos indutores da acoplamento.

Nesta simulação foram utilizados indutores de acoplamento com indutâncias de 10mH. As bandas de histerese foram ajustadas com $\delta = 2$. O inversor de tensão foi alimentado com tensão de 400V e as equações do controlador foram discretizadas com frequência de amostragem de 25kHz. Os valores de indutância e de tensão foram determinados empiricamente. As taxas de variação no tempo das correntes controladas dependem dos valores de indutância e tensão empregados. Existe um compromisso entre a tensão e as indutâncias empregadas para que o controle de correntes apresente erro pequeno e seja factível num sistema digital discretizado com frequência não muito elevada. Indutâncias pequenas requerem tensões pequenas para que as taxas de subida e descida não sejam exageradamente grandes, mas tensões excessivamente pequenas podem limitar as amplitudes das correntes controladas. Com um inversor operando em tensão elevada requerem-se indutâncias também maiores para que as taxas de variação das correntes permaneçam dentro de limites factíveis. Com as indutâncias de 10mH utilizadas foi necessário alimentar o inversor com tensão de 400V para tornar possível o controle de correntes.

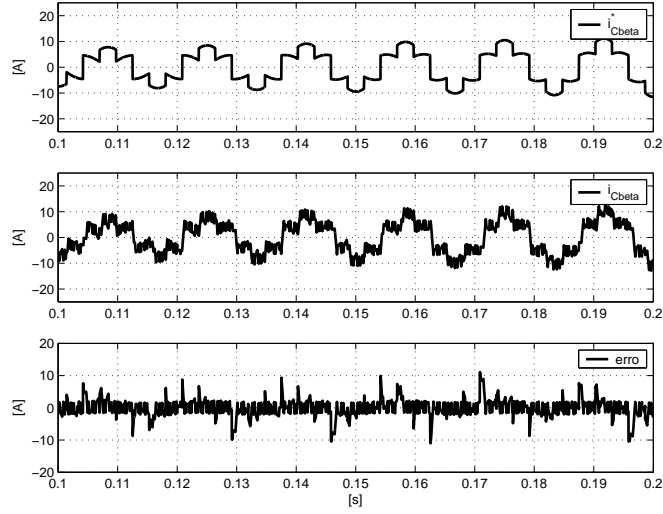


Figura 4.11: Simulação 11 - correntes do eixo β com $\delta = 2$.

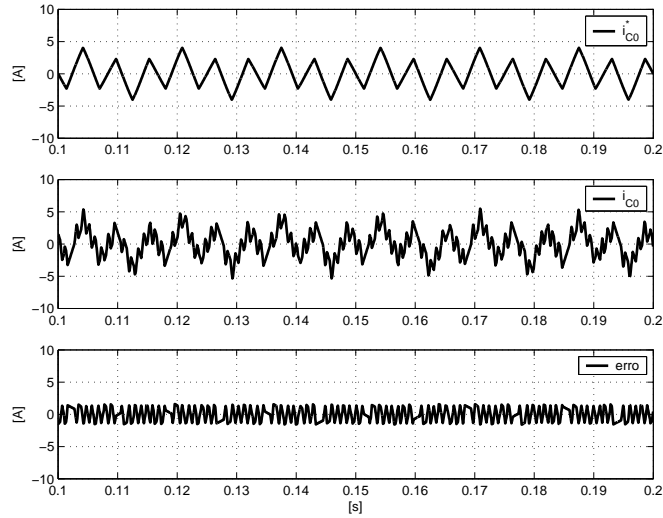


Figura 4.12: Simulação 11 - correntes do eixo 0 com $\delta = 2$.

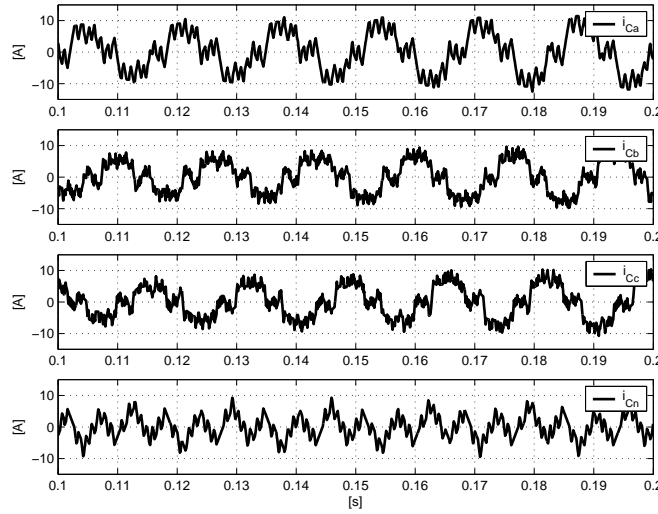


Figura 4.13: Simulação 11 - correntes sintetizadas nos indutores de acoplamento com $\delta = 2$.

Simulação 12: Controle de correntes com histerese

As figuras abaixo ilustram os resultados obtidos com o mesmo sistema de controle de correntes usado na simulação anterior, porém com banda de histerese mais estreita. As correntes de referência e as correntes controladas no sistema $\alpha/\beta 0$ encontram-se nas figuras 4.14 - 4.16. A figura 4.17 mostra as correntes sintetizadas nos indutores da acoplamento. Nesta simulação foram utilizados indutores de acoplamento de 5mH. As bandas de histerese foram ajustadas com $\delta = 0,5$. O inversor de tensão foi alimentado com tensão de 400V. O controlador operou com frequência de amostragem de 25kHz.

Comparando os resultados das figuras 4.15 - 4.17 com os da simulação anterior observa-se que a diminuição das larguras das bandas de histerese torna menor o erro das correntes controladas. A figura 4.18 mostra as correntes de referência e as correntes controladas superpostas; pode-se observar com detalhes o comportamento ziguezagueante das correntes controladas em torno das correntes de referência.

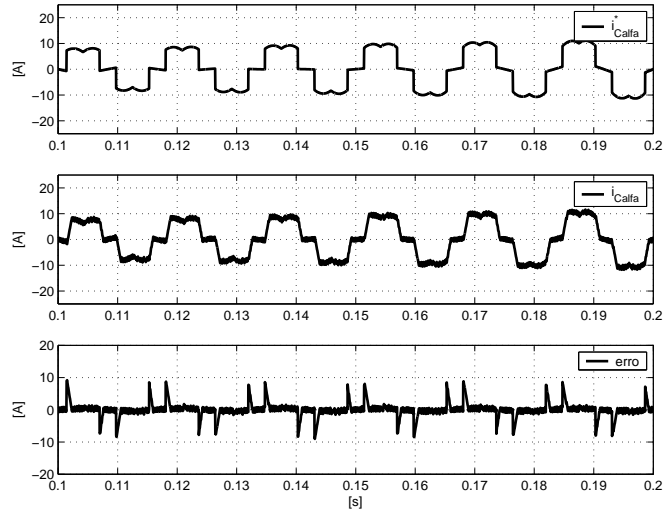


Figura 4.14: Simulação 12 - correntes do eixo α com $\delta = 0,5$.

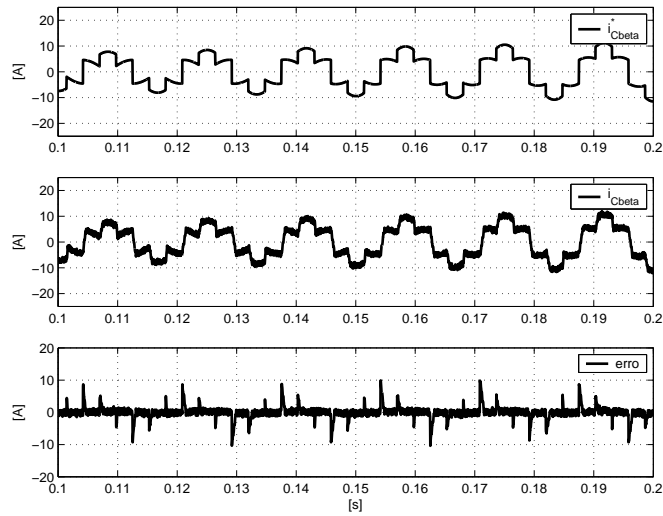


Figura 4.15: Simulação 12 - correntes do eixo β com $\delta = 0,5$.

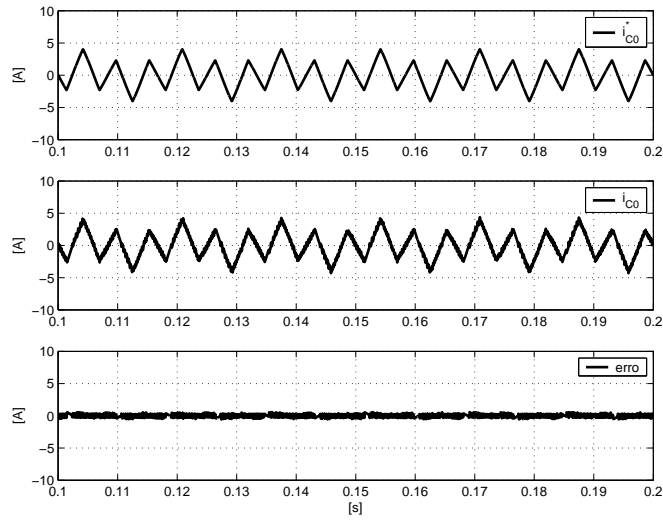


Figura 4.16: Simulação 12 - correntes do eixo 0 com $\delta = 0,5$.

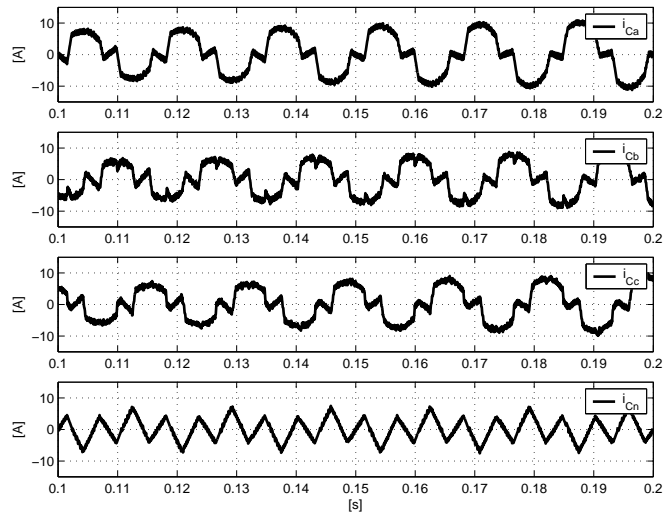


Figura 4.17: Simulação 12 - correntes sintetizadas nos indutores de acoplamento com $\delta = 0,5$.

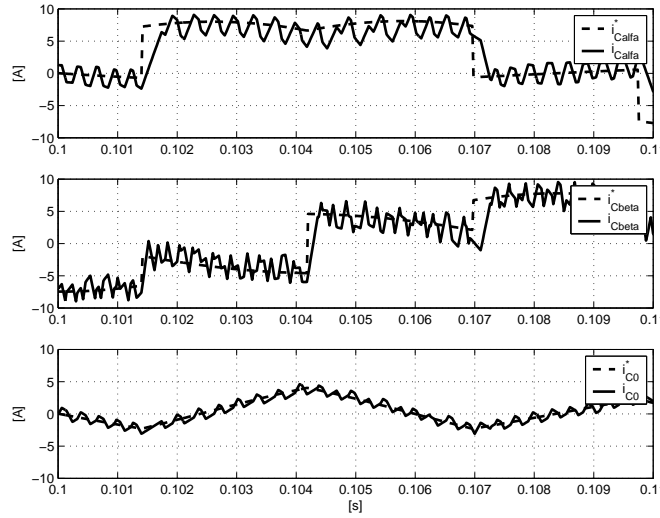


Figura 4.18: Simulação 12 - correntes de referência e correntes controladas no sistema $\alpha\beta 0$ com $\delta = 0,5$.

4.2 Controle de correntes usando reguladores lineares

4.2.1 Controlador de correntes

O sistema de controle de correntes com reguladores lineares apresenta algumas vantagens sobre o controle com histerese. Sua implementação é mais simples em processadores digitais, não requer altas frequências de amostragem e sua frequência de chaveamento é inerentemente fixa, pois o inversor de tensão é acionado através de um algoritmo de modulação com frequência constante.

O sistema de controle de correntes com reguladores lineares usa o esquema visto na figura 4.1 com o controlador de correntes é mostrado na figura 4.19. Nesse controlador são usados reguladores proporcionais e integrais (PI) no lugar dos comparadores com histerese usados no esquema da figura 4.3. A tabela de estados do inversor é substituída por um modulador de largura de pulsos que tem a função de fornecer os pulsos de acionamento do inversor de tensão. Os reguladores lineares PI têm a função de minimizar os erros ε_α , ε_β e ε_0 , que são os erros entre as correntes de referência do controlador e as correntes medidas. Os reguladores atuam sobre o modulador de largura de pulsos através dos sinais de referência de tensão u_α , u_β e u_0 , que determinam as tensões fornecidas pelo inversor aos indutores de acoplamento. Os sinais Δi_{C_α} , Δi_{C_β} e Δi_{C_0} usados no esquema da figura 4.19 são fornecidos por um controlador de tensões idêntico ao estudado na seção anterior.

Diferentes tipos de reguladores poderiam ser empregados no lugar dos reguladores proporcionais e integrais do controlador de correntes. Em [43, 44], por exemplo, são usados reguladores digitais *dead beat* em substituição aos reguladores proporcionais e integrais. Todavia, os reguladores *deadbeat* têm grande sensibilidade à variação dos parâmetros do sistema

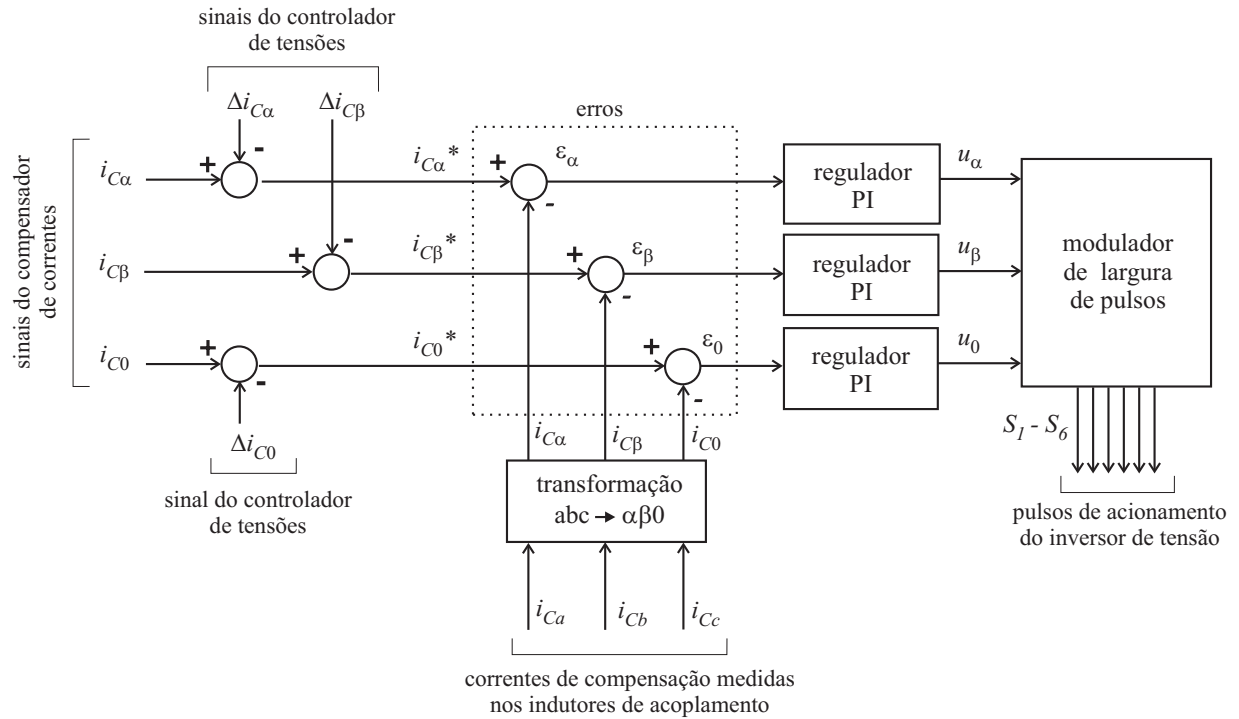


Figura 4.19: Controlador de correntes com reguladores lineares.

de controle, o que os torna pouco estáveis. O estudo e a implementação de controladores de correntes com reguladores mais sofisticados é assunto de grande interesse, pois os reguladores proporcionais e integrais podem não ser suficientes para atender exigências de precisão de controle, resposta dinâmica e estabilidade.

Diversas técnicas de modulação de largura de pulsos podem ser empregadas em controladores como o da figura 4.19 [45]. Em [46] encontra-se a técnica de modulação de largura de pulsos com vetores espaciais. Essa técnica, entre outras coisas, tem como vantagem a facilidade de implementação em processadores digitais. Em [47] apresentam-se estudos adicionais sobre a modulação de largura de pulsos com vetores espaciais. A técnica apresentada em [46, 47], porém, não é adequada para a utilização em controladores de corrente para sistemas com quatro fios como aquele da figura 4.19, onde três variáveis precisam ser controladas. O controle de correntes para sistemas com quatro fios requer o uso de um modulador de largura de pulsos tridimensional, que permite o controle de variáveis nos eixos α , β e 0.

As equações do controle de correntes são dadas por (4.4) e (4.5). Os ganhos k_1 e k_2 , que não são mostrados na figura 4.19, são determinados para que os sinais que entram nos somadores da figura 4.19 sejam unitários (isso é necessário porque as entradas do modulador de largura de pulsos são valores de tensão em pu). Os ganhos k_p e k_i da equação (4.5) podem ser calculados por (4.6) e (4.7), como sugerido em [48], onde k_{mlp} é o ganho do inversor de tensão (com o algoritmo de modulação de largura de pulsos), ω_{cmf} é a frequência de *crossover* em malha fechada (em rad/s) e ϕ_m é a margem de fase.

$$\begin{bmatrix} \varepsilon_\alpha \\ \varepsilon_\beta \\ \varepsilon_0 \end{bmatrix} = k_1 \begin{bmatrix} i_{C_\alpha}^* \\ i_{C_\beta}^* \\ i_{C_0}^* \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \Delta i_{C_\alpha} \\ \Delta i_{C_\beta} \\ \Delta i_{C_0} \end{bmatrix} - k_2 \begin{bmatrix} i_{C_\alpha} \\ i_{C_\beta} \\ i_{C_0} \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_0 \end{bmatrix} = \left(k_p + \frac{k_i}{s}\right) \begin{bmatrix} \varepsilon_\alpha \\ \varepsilon_\beta \\ \varepsilon_0 \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

$$k_p = \frac{\omega_{cmf} L}{k_{mlp} k_2} \quad (4.6)$$

$$k_i = \frac{k_p \omega_{cmf}}{\tan \phi_m} \quad (4.7)$$

4.2.2 Modulação de largura de pulsos tridimensional com vetores espaciais

Neste trabalho é utilizada a técnica de modulação de largura de pulsos tridimensional com vetores espaciais, que possibilita a síntese de tensões com componentes de seqüências positiva, negativa e zero, ou seja, tensões que podem ser expressas através vetores no espaço $\alpha\beta 0$. Esta técnica de modulação é apropriada apenas para uso com o inversor de tensão com três pernas mostrado na figura 4.2.

Vetores espaciais e síntese de tensões

O inversor de tensão da figura 4.2 pode ser utilizado para sintetizar tensões entre os terminais de fase e neutro, bastando que para isso sejam efetuadas combinações entre os vetores espaciais da tabela 4.1 e da figura 4.4. As combinações de vetores realizam-se através de um algoritmo de modulação de largura de pulsos tridimensional. Esse algoritmo deve ser capaz de, a partir de um vetor de referência \vec{V}^* , determinar os vetores espaciais da tabela 4.1 e da figura 4.4 que devem ser utilizados para sintetizá-lo. Uma vez determinados, devem ser produzidas combinações entre esses vetores através dos pulsos de acionamento das chaves do inversor.

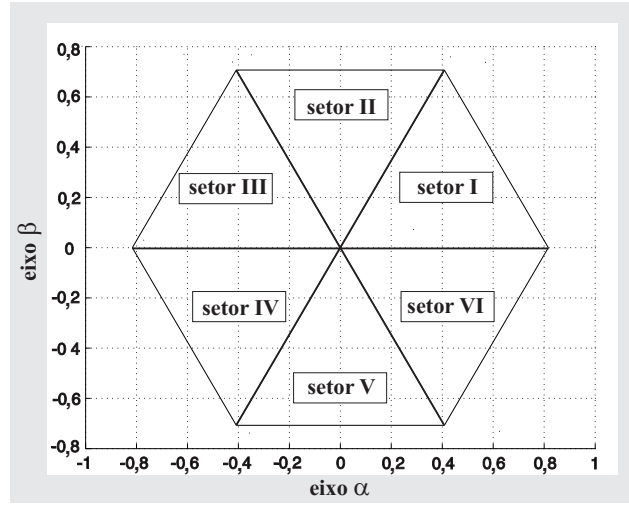


Figura 4.20: Setores hexagonais do plano $\alpha\beta$

Identificação de setores

As projeções dos vetores espaciais sobre o plano $\alpha\beta$ produzem seis regiões hexagonais, comumente denominadas setores, que são vistas na figura 4.20. A primeira etapa do algoritmo de modulação de largura de pulsos tridimensional consiste em determinar o setor em que se encontra a projeção do vetor de referência \vec{V}^* . A determinação do setor é realizada com o algoritmo descrito pelas equações (4.9) - (4.11) e pela tabela 4.3, sendo o vetor de referência \vec{V}^* dado na forma matricial da equação (4.8).

$$\vec{V}^* = \begin{bmatrix} v_\alpha^* \\ v_\beta^* \\ v_0^* \end{bmatrix} \quad (4.8)$$

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\beta^* \\ v_\alpha^* \end{bmatrix} \quad (4.9)$$

$$\text{sin}al(v_{a,b,c}) = \begin{cases} 1 & \text{se } v_{a,b,c} > 0 \\ 0 & \text{se } v_{a,b,c} \leq 0 \end{cases} \quad (4.10)$$

$$K = \text{sin}al(v_a) + 2 \text{sin}al(v_b) + 4 \text{sin}al(v_c) \quad (4.11)$$

Tabela 4.3: Identificação de setores.

K	1	2	3	4	5	6
setor	II	VI	I	IV	III	V

Determinação dos tempos de aplicação dos vetores espaciais

A determinação do setor onde se encontra a projeção de \vec{V}^* é importante para saber quais vetores espaciais básicos (da tabela 4.1 e da figura 4.4) devem ser combinados para sintetizar nas saídas do inversor as tensões de fase que correspondem a \vec{V}^* . Se a projeção da referência \vec{V}^* estiver localizada, por exemplo, no setor I, devem-se utilizar os vetores espaciais \vec{V}_1 e \vec{V}_2 , além dos vetores \vec{V}_0 e \vec{V}_7 , que sempre estão presentes nas combinações.

Estando a projeção de \vec{V}^* no setor I, no exemplo aqui considerado, os vetores escolhidos para efetuar a síntese de \vec{V}^* são \vec{V}_1 e \vec{V}_2 , cujos tempos de aplicação são Δ_{T_1} e Δ_{T_2} . A equação (4.12) mostra como os vetores \vec{V}_1 , \vec{V}_2 , \vec{V}_0 e \vec{V}_7 são utilizados, com seus tempos de aplicação Δ_{T_1} , Δ_{T_2} , Δ_{T_0} e Δ_{T_7} , para sintetizar o vetor \vec{V}^* . A soma dos tempos de aplicação dos quatro vetores é $\Delta_{T_{mlp}}$, que corresponde ao período de discretização do algoritmo de modulação de largura de pulsos. Quando a projeção de \vec{V}^* situa-se em outros setores devem ser utilizados os vetores espaciais apropriados, com seus respectivos tempos de aplicação.

$$\Delta_{T_{mlp}} \vec{V}^* = \vec{V}_1 \Delta_{T_1} + \vec{V}_2 \Delta_{T_2} + \vec{V}_0 \Delta_{T_0} + \vec{V}_7 \Delta_{T_7} \quad (4.12)$$

A equação (4.12), que descreve a soma vetorial que compõe \vec{V}^* , pode ser rescrita na forma matricial de (4.13). Pode-se acrescentar uma linha de elementos unitários à matriz que contém os vetores espaciais, o que dá origem à equação (4.14), onde a matriz de vetores resultante é quadrada e inversível. A equação (4.15) mostra como, a partir de (4.14), determinam-se os tempos de aplicação da soma vetorial (4.12).

$$\vec{V}^* \Delta_{T_{mlp}} = \begin{bmatrix} \vec{V}_1 & \vec{V}_2 & \vec{V}_0 & \vec{V}_7 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta_{T_1} \\ \Delta_{T_2} \\ \Delta_{T_0} \\ \Delta_{T_7} \end{bmatrix} \quad (4.13)$$

$$\begin{bmatrix} \vec{V}^* \\ 1 \end{bmatrix} \Delta_{T_{mlp}} = \begin{bmatrix} \vec{V}_1 & \vec{V}_2 & \vec{V}_0 & \vec{V}_7 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta_{T_1} \\ \Delta_{T_2} \\ \Delta_{T_0} \\ \Delta_{T_7} \end{bmatrix} \quad (4.14)$$

$$\begin{bmatrix} \Delta_{T_1} \\ \Delta_{T_2} \\ \Delta_{T_0} \\ \Delta_{T_7} \end{bmatrix} = \underbrace{\Delta_{Tmlp} \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{2}{3}} & \frac{1}{\sqrt{6}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} & 0 & 0 \\ -\frac{1}{2\sqrt{3}} & \frac{1}{2\sqrt{3}} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}}_{M_I}^{-1} \begin{bmatrix} v_\alpha^* \\ v_\beta^* \\ v_0^* \\ 1 \end{bmatrix} \quad (4.15)$$

Evidentemente as equações (4.13) - (4.15) são válidas somente para vetores de referência \vec{V}^* com projeção no setor I. Para os setores II - VI as matrizes $M_{II} - M_{VI}$ são obtidas a partir de procedimento análogo ao descrito pelas equações (4.13) - (4.15).

As equações (4.16) - (4.21) mostram como, com as matrizes $M_I - M_{VI}$, são determinados os tempos de aplicação usados no algoritmo de modulação de largura de pulsos tridimensional.

$$\begin{bmatrix} \Delta_{T_1} \\ \Delta_{T_2} \\ \Delta_{T_0} \\ \Delta_{T_7} \end{bmatrix} = \underbrace{\Delta_{Tmlp} \begin{bmatrix} 1/2 \sqrt{6} & -1/2 \sqrt{2} & 0 & 0 \\ 0 & \sqrt{2} & 0 & 0 \\ -1/3 \sqrt{6} & 0 & -1/3 \sqrt{3} & 1/2 \\ -1/6 \sqrt{6} & -1/2 \sqrt{2} & 1/3 \sqrt{3} & 1/2 \end{bmatrix}}_{M_I} \begin{bmatrix} v_\alpha^* \\ v_\beta^* \\ v_0^* \\ 1 \end{bmatrix} \quad (4.16)$$

$$\begin{bmatrix} \Delta_{T_2} \\ \Delta_{T_3} \\ \Delta_{T_0} \\ \Delta_{T_7} \end{bmatrix} = \underbrace{\Delta_{Tmlp} \begin{bmatrix} 1/2 \sqrt{6} & 1/2 \sqrt{2} & 0 & 0 \\ -1/2 \sqrt{6} & 1/2 \sqrt{2} & 0 & 0 \\ 1/6 \sqrt{6} & -1/2 \sqrt{2} & -1/3 \sqrt{3} & 1/2 \\ -1/6 \sqrt{6} & -1/2 \sqrt{2} & 1/3 \sqrt{3} & 1/2 \end{bmatrix}}_{M_{II}} \begin{bmatrix} v_\alpha^* \\ v_\beta^* \\ v_0^* \\ 1 \end{bmatrix} \quad (4.17)$$

$$\begin{bmatrix} \Delta_{T_3} \\ \Delta_{T_4} \\ \Delta_{T_0} \\ \Delta_{T_7} \end{bmatrix} = \underbrace{\Delta_{Tmlp} \begin{bmatrix} 0 & \sqrt{2} & 0 & 0 \\ -1/2 \sqrt{6} & -1/2 \sqrt{2} & 0 & 0 \\ 1/6 \sqrt{6} & -1/2 \sqrt{2} & -1/3 \sqrt{3} & 1/2 \\ 1/3 \sqrt{6} & 0 & 1/3 \sqrt{3} & 1/2 \end{bmatrix}}_{M_{III}} \begin{bmatrix} v_\alpha^* \\ v_\beta^* \\ v_0^* \\ 1 \end{bmatrix} \quad (4.18)$$

$$\begin{bmatrix} \Delta_{T_4} \\ \Delta_{T_5} \\ \Delta_{T_0} \\ \Delta_{T_7} \end{bmatrix} = \Delta_{T_{mlp}} \underbrace{\begin{bmatrix} -1/2 \sqrt{6} & 1/2 \sqrt{2} & 0 & 0 \\ 0 & -\sqrt{2} & 0 & 0 \\ 1/6 \sqrt{6} & 1/2 \sqrt{2} & -1/3 \sqrt{3} & 1/2 \\ 1/3 \sqrt{6} & 0 & 1/3 \sqrt{3} & 1/2 \end{bmatrix}}_{M_{IV}} \begin{bmatrix} v_{\alpha}^* \\ v_{\beta}^* \\ v_0^* \\ 1 \end{bmatrix} \quad (4.19)$$

$$\begin{bmatrix} \Delta_{T_5} \\ \Delta_{T_6} \\ \Delta_{T_0} \\ \Delta_{T_7} \end{bmatrix} = \Delta_{T_{mlp}} \underbrace{\begin{bmatrix} -1/2 \sqrt{6} & -1/2 \sqrt{2} & 0 & 0 \\ 1/2 \sqrt{6} & -1/2 \sqrt{2} & 0 & 0 \\ 1/6 \sqrt{6} & 1/2 \sqrt{2} & -1/3 \sqrt{3} & 1/2 \\ -1/6 \sqrt{6} & 1/2 \sqrt{2} & 1/3 \sqrt{3} & 1/2 \end{bmatrix}}_{M_V} \begin{bmatrix} v_{\alpha}^* \\ v_{\beta}^* \\ v_0^* \\ 1 \end{bmatrix} \quad (4.20)$$

$$\begin{bmatrix} \Delta_{T_6} \\ \Delta_{T_1} \\ \Delta_{T_0} \\ \Delta_{T_7} \end{bmatrix} = \Delta_{T_{mlp}} \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & -\sqrt{2} & 0 & 0 \\ 1/2 \sqrt{6} & 1/2 \sqrt{2} & 0 & 0 \\ -1/3 \sqrt{6} & 0 & -1/3 \sqrt{3} & 1/2 \\ -1/6 \sqrt{6} & 1/2 \sqrt{2} & 1/3 \sqrt{3} & 1/2 \end{bmatrix}}_{M_{VI}} \begin{bmatrix} v_{\alpha}^* \\ v_{\beta}^* \\ v_0^* \\ 1 \end{bmatrix} \quad (4.21)$$

Geração dos pulsos de acionamento das chaves do inversor

Os tempos de aplicação dos vetores espaciais determinados pelas equações (4.16) - (4.21) são usados para determinar as larguras dos pulsos de acionamento do inversor de tensão. Para cada intervalo de modulação $\Delta_{T_{mlp}}$ é determinado um padrão de pulsos que depende dos vetores espaciais utilizados, da sequência de aplicação dos vetores e de seus tempos de aplicação.

Diversas são as possibilidades de sequências de vetores, cada qual com suas vantagens e desvantagens. Em [49] são analisadas algumas sequências possíveis. Neste trabalho é usada a sequência simétrica [46], que minimiza o número de

Tabela 4.4: Sequências de vetores para os setores I-VI.

I	$\vec{V}_0 - \vec{V}_1 - \vec{V}_2 - \vec{V}_7 - \vec{V}_2 - \vec{V}_1 - \vec{V}_0$	IV	$\vec{V}_0 - \vec{V}_5 - \vec{V}_4 - \vec{V}_7 - \vec{V}_4 - \vec{V}_5 - \vec{V}_0$
II	$\vec{V}_0 - \vec{V}_3 - \vec{V}_2 - \vec{V}_7 - \vec{V}_2 - \vec{V}_3 - \vec{V}_0$	V	$\vec{V}_0 - \vec{V}_5 - \vec{V}_6 - \vec{V}_7 - \vec{V}_6 - \vec{V}_5 - \vec{V}_0$
III	$\vec{V}_0 - \vec{V}_3 - \vec{V}_4 - \vec{V}_7 - \vec{V}_4 - \vec{V}_3 - \vec{V}_0$	VI	$\vec{V}_0 - \vec{V}_1 - \vec{V}_6 - \vec{V}_7 - \vec{V}_6 - \vec{V}_1 - \vec{V}_0$

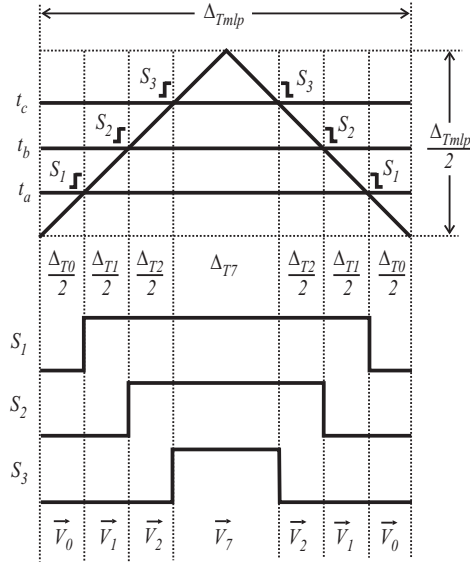


Figura 4.21: Geração dos pulsos de acionamento do inversor (setor I).

transições das chaves do inversor, fazendo com que em cada instante de transição apenas uma chave tenha seu estado alterado. A tabela 4.4 mostra as seqüências de vetores empregadas para os setores I - VI.

A figura 4.21 mostra como, a partir dos tempos de aplicação dos vetores, são gerados os pulsos de acionamento das chaves do inversor quando o vetor de referência pertence ao setor I. Três sinais de tempo (t_a , t_b e t_c) são utilizados, junto com um sinal triangular (gerado por um temporizador) de período ΔT_{mlp} e com três comparadores, para gerar os pulsos de acionamento. As equações (4.22) - (4.27) mostram como são calculados os sinais t_a , t_b e t_c para os setores I - VI.

$$\text{setor I} \begin{cases} t_a = \Delta T_0/2 \\ t_b = \Delta T_0/2 + \Delta T_1/2 \\ t_c = \Delta T_0/2 + \Delta T_1/2 + \Delta T_2/2 \end{cases} \quad (4.22)$$

$$\text{setor II} \begin{cases} t_a = \Delta T_0/2 + \Delta T_3/2 \\ t_b = \Delta T_0/2 \\ t_c = \Delta T_0/2 + \Delta T_3/2 + \Delta T_2/2 \end{cases} \quad (4.23)$$

$$\text{setor III} \begin{cases} t_a = \Delta T_0/2 + \Delta T_3/2 + \Delta T_4/2 \\ t_b = \Delta T_0/2 \\ t_c = \Delta T_0/2 + \Delta T_3/2 \end{cases} \quad (4.24)$$

$$\text{setor IV} \begin{cases} t_a = \Delta_{T_0}/2 + \Delta_{T_5}/2 + \Delta_{T_4}/2 \\ t_b = \Delta_{T_0}/2 + \Delta_{T_5}/2 \\ t_c = \Delta_{T_0}/2 \end{cases} \quad (4.25)$$

$$\text{setor V} \begin{cases} t_a = \Delta_{T_0}/2 + \Delta_{T_5}/2 \\ t_b = \Delta_{T_0}/2 + \Delta_{T_5}/2 + \Delta_{T_6}/2 \\ t_c = \Delta_{T_0}/2 \end{cases} \quad (4.26)$$

$$\text{setor VI} \begin{cases} t_a = \Delta_{T_0}/2 \\ t_b = \Delta_{T_0}/2 + \Delta_{T_1}/2 + \Delta_{T_6}/2 \\ t_c = \Delta_{T_0}/2 + \Delta_{T_1}/2 \end{cases} \quad (4.27)$$

4.2.3 Modulação de largura de pulsos com rede neural

O algoritmo que calcula os tempos t_a , t_b e t_c , usado no modulador de largura de pulsos, pode ser substituído por uma rede neural multicamadas treinada com um algoritmo de *backpropagation*. Esse tipo de rede neural é bastante diferente das *adalines* usadas na compensação de correntes. Uma rede multicamadas treinada com *backpropagation* sofre um único processo de aprendizagem, após o qual torna-se apta a reproduzir o comportamento de um sistema tomado como referência.

A figura 4.22 ilustra a situação em que uma rede neural é treinada para substituir um sistema complexo. Um algoritmo de treinamento com *backpropagation* analisa as entradas e saídas dos dois sistemas, fazendo com que as saídas da rede neural aproximem-se o máximo possível das saídas do sistema mais complexo usado como referência. Após algum tempo de treinamento a rede neural aprende a reproduzir o comportamento do sistema original, podendo então ser usada como uma caixa preta que o substitui integralmente.

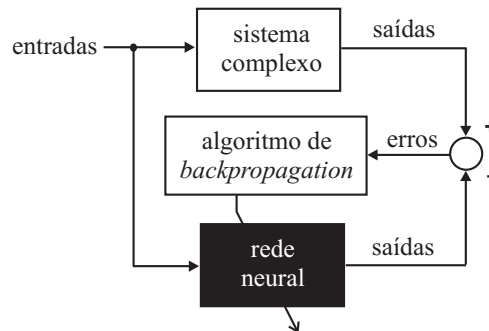


Figura 4.22: Caixa preta (rede neural) treinada para substituir um sistema complexo.

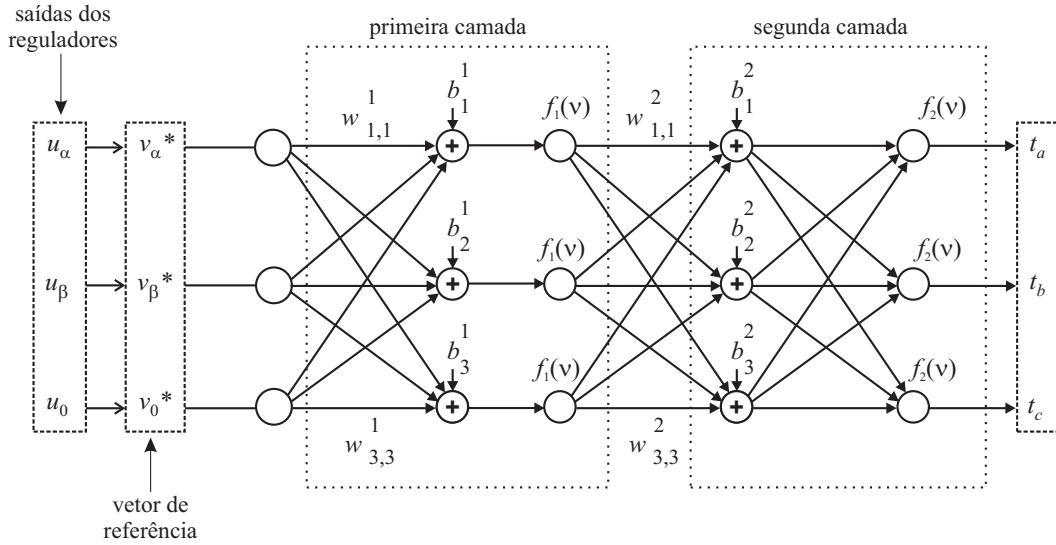


Figura 4.23: Rede neural de duas camadas.

A figura 4.23 mostra a rede neural de duas camadas que pode substituir o algoritmo do modulador de largura de pulsos investigado na seção anterior. Essa rede é treinada com um algoritmo de *backpropagation* e, uma vez estabelecidos seus pesos sinápticos, passa a realizar com eficiência todas as funções do modulador de largura de pulsos.

Devido à linearidade existente entre as entradas e as saídas do algoritmo de modulação de largura de pulsos essa rede neural pode ser construída apenas com funções de ativação lineares, ou seja, $f_1(\nu) = \nu$ e $f_2(\nu) = \nu$. Os pesos sinápticos e as entradas fixas vistos na figura 4.23 são expressos em notação matricial pelas equações (4.28) - (4.31)

$$\mathbf{W}^1 = \begin{bmatrix} w_{1,1}^1 & w_{1,2}^1 & w_{1,3}^1 \\ w_{2,1}^1 & w_{2,2}^1 & w_{2,3}^1 \\ w_{3,1}^1 & w_{3,2}^1 & w_{3,3}^1 \end{bmatrix} \quad (4.28)$$

$$\mathbf{W}^2 = \begin{bmatrix} w_{1,1}^2 & w_{1,2}^2 & w_{1,3}^2 \\ w_{2,1}^2 & w_{2,2}^2 & w_{2,3}^2 \\ w_{3,1}^2 & w_{3,2}^2 & w_{3,3}^2 \end{bmatrix} \quad (4.29)$$

$$\mathbf{B}^1 = \begin{bmatrix} b_1^1 \\ b_2^1 \\ b_3^1 \end{bmatrix} \quad (4.30)$$

$$\mathbf{B}^2 = \begin{bmatrix} b_1^2 \\ b_2^2 \\ b_3^2 \end{bmatrix} \quad (4.31)$$

Não convém aqui entrar em detalhes sobre a teoria, a construção e o treinamento de redes neurais artificiais. Em [30] encontram-se informações necessárias e suficientes sobre a teoria de redes neurais. Em [33] encontram-se informações sobre o algoritmo de *backpropagation* de Levenberg-Marquardt, com o qual efetuou-se o treinamento da rede neural aqui estudada.

O treinamento da rede neural da figura 4.23 é realizado a partir de um conjunto de vetores de entrada e de um conjunto de vetores de saída. Esses vetores são compostos por referências de tensão arbitrárias (v_α^* , v_β^* e v_0^*) e por saídas (t_a , t_b e t_c) obtidas com o algoritmo de modulação original quando submetido a essas entradas. Esses conjuntos de dados são fornecidos para o algoritmo de *backpropagation* e, após sucessivas etapas de treinamento, obtêm-se os pesos sinápticos (\mathbf{W}^1 e \mathbf{W}^2) e as entradas fixas (\mathbf{B}^1 e \mathbf{B}^2) da rede neural já treinada - mostrados em (4.32) - (4.35). A figura 4.24 mostra as entradas a que foram submetidos o algoritmo de modulação original e a rede neural, a figura 4.25 mostra as saídas obtidas pelo algoritmo original e pela rede neural treinada (superpostas) e a figura 4.26 mostra o erro absoluto (muito pequeno) entre as saídas do algoritmo original e as saídas da rede neural treinada. Os sinais de tempo vistos na figura 4.25 estão normalizados com relação a ΔT_{mlp} . O treinamento e a operação da rede neural são melhores com valores numéricos unitários, o que torna necessária a normalização das entradas e saídas. Na figura 4.25 não se distinguem as formas de onda das saídas do algoritmo e da saída da rede neural, pois seus valores são muito semelhantes (as formas de onda estão superpostas).

$$\mathbf{W}^1 = \begin{bmatrix} -0.1899 & 0.6938 & 0.7516 \\ -0.4874 & -0.6126 & -0.1390 \\ 0.8007 & 0.0414 & 0.1510 \end{bmatrix} \quad (4.32)$$

$$\mathbf{W}^2 = \begin{bmatrix} -0.2920 & -0.3856 & -0.8137 \\ -0.4075 & 0.1315 & 0.2384 \\ -0.4850 & -1.1647 & -0.5691 \end{bmatrix} \quad (4.33)$$

$$\mathbf{B}^1 = \begin{bmatrix} 0.1550 \\ -0.3821 \\ -0.0965 \end{bmatrix} \quad (4.34)$$

$$\mathbf{B}^2 = \begin{bmatrix} 0.0693 \\ 0.3864 \\ -0.1748 \end{bmatrix} \quad (4.35)$$

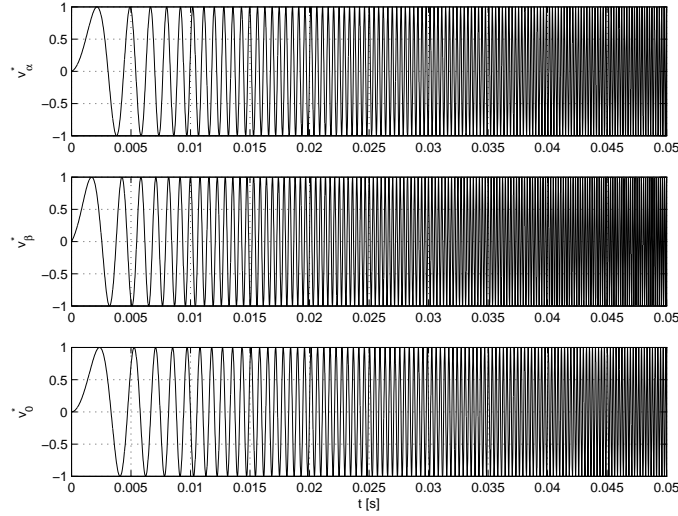


Figura 4.24: Entradas a que foram submetidos o algoritmo de modulação original e a rede neural.

A rede neural da figura 4.23 efetua as equações (4.36) e (4.37), que correspondem, juntamente com os valores encontrados em (4.32) - (4.35), ao algoritmo de modulação de largura de pulsos. Os sinais t_a , t_b e t_c calculados pela rede neural podem ser empregados na geração dos pulsos de acionamento do inversor, exatamente como mostrado na figura 4.21.

$$\mathbf{Y}^1 = \mathbf{W}^1 \begin{bmatrix} v_{\alpha}^* \\ v_{\beta}^* \\ v_0^* \end{bmatrix} + \mathbf{B}^1 \quad (4.36)$$

$$\begin{bmatrix} t_a \\ t_b \\ t_c \end{bmatrix} = \mathbf{W}^2 \mathbf{Y}^1 + \mathbf{B}^2 \quad (4.37)$$

A substituição do algoritmo de modulação de largura de pulsos pelas equações (4.36) e (4.37) pode trazer benefícios para a implementação do controlador de correntes em processadores digitais. As equações (4.36) e (4.37), que constituem a rede neural da figura 4.23, são executadas com rapidez e propiciam ganhos significativos nos tempos de programação e de execução do algoritmo de controle do filtro ativo. Neste trabalho a rede neural foi implementada em linguagem C. Essa rede neural é capaz de realizar todo o processo de modulação de largura de pulsos num tempo cerca de quatro vezes menor do que aquele requerido pelo algoritmo de modulação original (programado com a mesma linguagem). Se implementado em linguagem de máquina, fazendo uso de instruções específicas de multiplicação e soma do processador digital, o algoritmo de modulação de largura de pulsos com rede neural pode ser realizado com velocidade ainda maior.

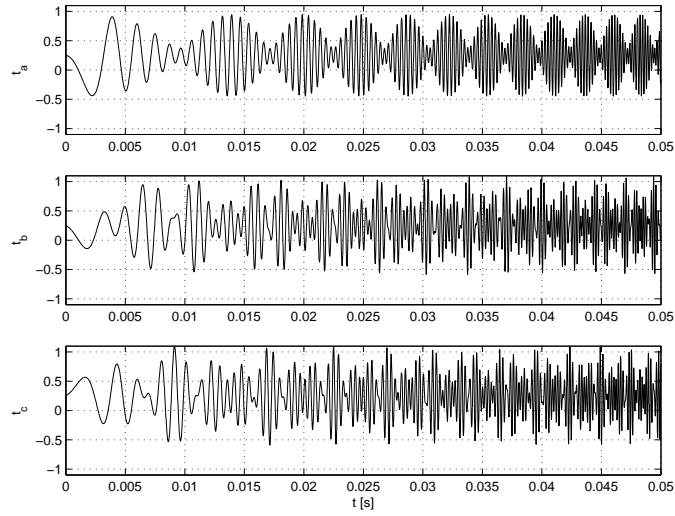


Figura 4.25: Saídas t_a , t_b e t_c (normalizadas com $\Delta_{T_{mlp}}$) obtidas pelo algoritmo original de modulação e pela rede neural treinada (os sinais estão superpostos).

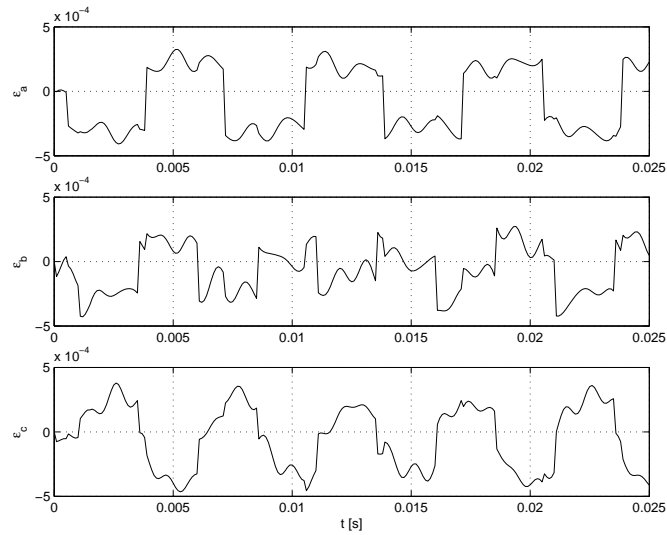


Figura 4.26: Erro absoluto entre as saídas do algoritmo original e as saídas da rede neural treinada.

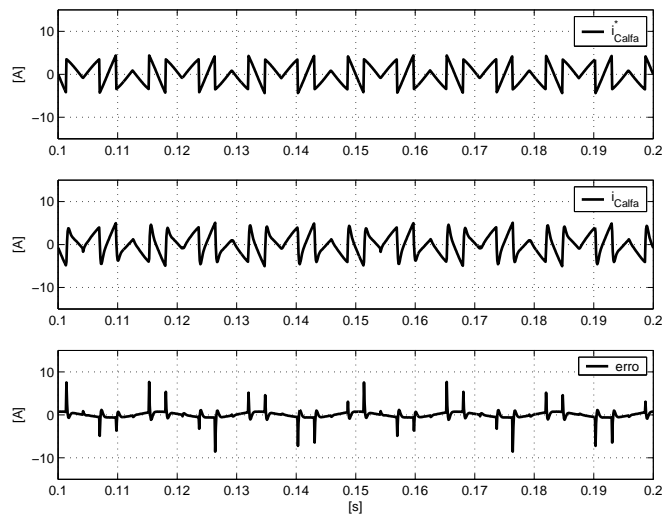


Figura 4.27: Simulação 13 - correntes do eixo α .

4.2.4 Simulação

Simulação 13: controle de correntes com reguladores lineares

As figuras abaixo ilustram os resultados da simulação de um sistema de controle de correntes baseado em reguladores proporcionais integrais e no algoritmo de modulação de largura de pulsos tridimensional com rede neural apresentado nas seções anteriores. As correntes de referência e as correntes controladas no sistema $\alpha\beta 0$ encontram-se nas figuras 4.27 - 4.29. A figura 4.30 mostra as correntes sintetizadas nos indutores da acoplamento. A figura 4.31 mostra as correntes de referência e controladas no sistema $\alpha\beta 0$ superpostas. Observa-se que as correntes controladas seguem suas referências com rapidez e precisão razoavelmente boas. Os reguladores PI proporcionam um resultado melhor do que aqueles obtidos com comparadores com histerese.

Nesta simulação foram utilizados indutores de acoplamento com indutâncias de 2mH. O inversor de tensão foi alimentado com tensão total de 300V, que é a máxima tensão suportada pelo inversor utilizado no protótipo de filtro ativo construído neste trabalho. O sistema de controle utilizou frequência de amostragem de 10kHz, a mesma frequência de discretização usada no algoritmo de modulação vetorial.

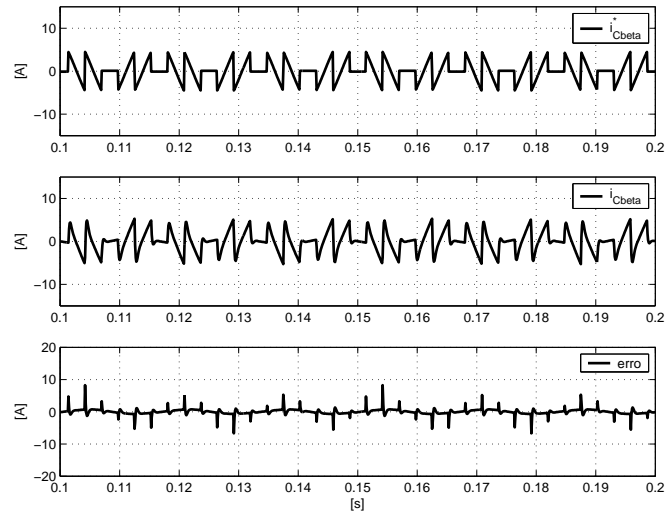


Figura 4.28: Simulação 13 - correntes do eixo β .

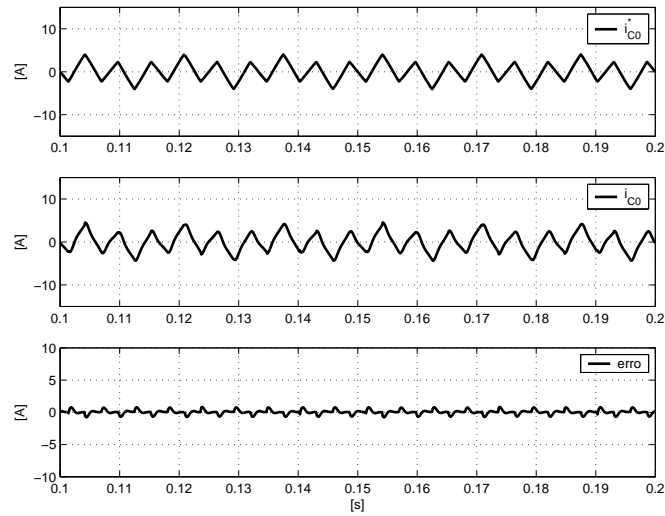


Figura 4.29: Simulação 13 - correntes do eixo 0.

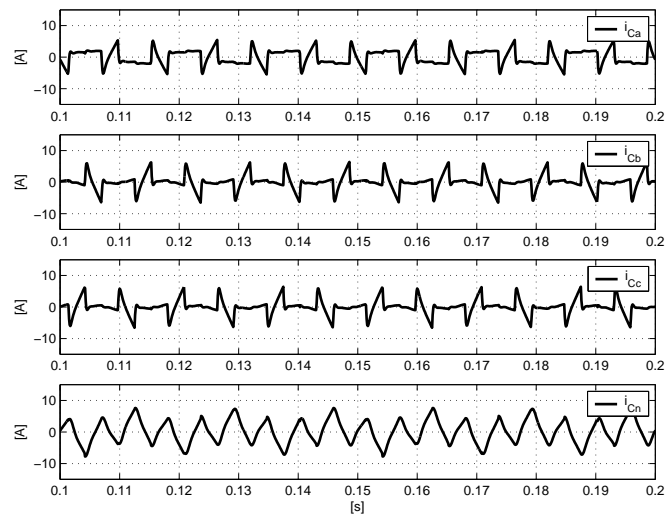


Figura 4.30: Simulação 13 - correntes sintetizadas nos indutores de acoplamento.

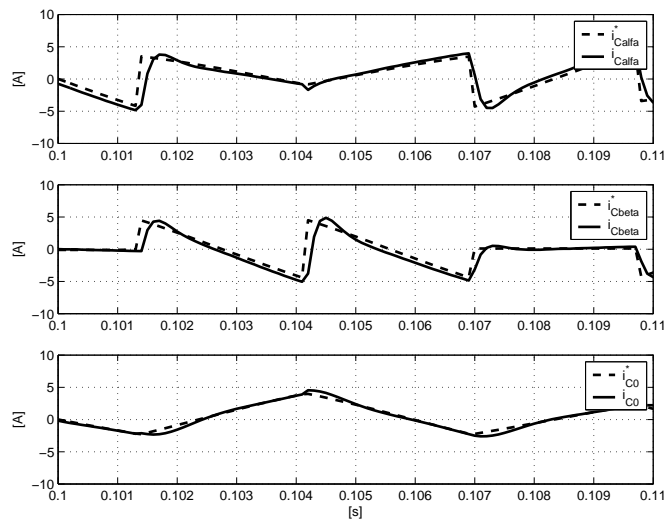


Figura 4.31: Simulação 13 - correntes de referência e correntes controladas no sistema α/β .

Capítulo 5

Trabalhos experimentais

Introdução

Neste capítulo são apresentados os resultados experimentais obtidos com um protótipo de filtro ativo paralelo trifásico para sistemas com quatro fios construído em laboratório. São encontradas aqui, além dos resultados experimentais, informações e imagens do protótipo desenvolvido.

5.1 Experimento com controle de correntes

A figura 5.1 mostra um sistema de controle de correntes utilizado para realizar síntese de correntes sem acoplamento com um sistema elétrico. Esse esquema, em que os indutores de acoplamento estão curto-circuitados e o condutor neutro é suprimido, é útil para realizar experiências com o sistema de controle de correntes.

As figuras seguintes mostram os resultados de um experimento com síntese de correntes quadradas. A figura 5.2 mostra separadamente a corrente de referência e a corrente sintetizada em um dos indutores de acoplamento. A figura 5.3 mostra as duas correntes superpostas. O controlador de correntes utilizou modulação por largura de pulsos com frequência de 10kHz, sendo a tensão do barramento do inversor mantida em aproximadamente $V_{DC} = 300V$.

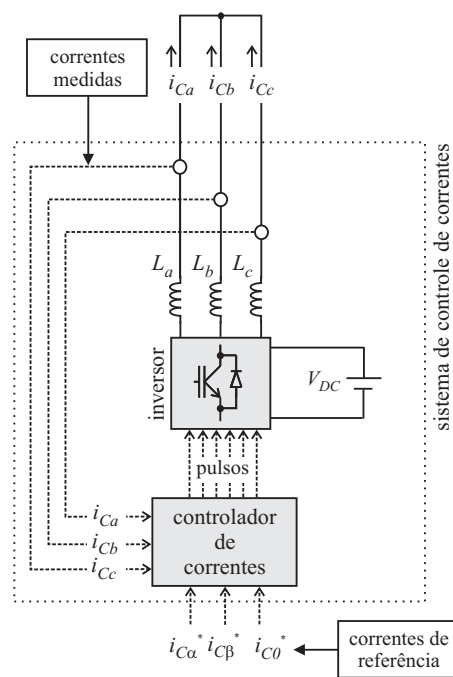


Figura 5.1: Esquema para teste do sistema de controle de correntes.

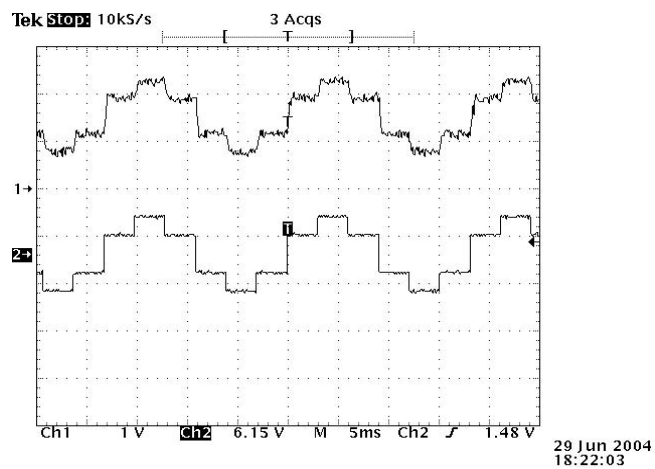


Figura 5.2: Corrente de referência (canal 2) e corrente controlada (canal 1) com regulares lineares. (4A/div)

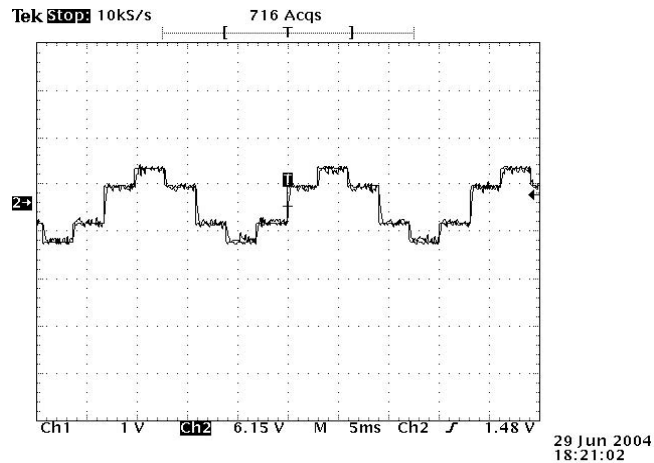


Figura 5.3: Corrente de referência e corrente controlada (superpostas) com regulares lineares. (4A/div)

5.2 Montagem de um filtro ativo

Foi construído em laboratório o filtro ativo trifásico apresentado na figura 5.4. A figura 5.5 mostra como foi organizada a montagem experimental e a figura 5.6 apresenta uma fotografia do protótipo construído. Os trabalhos práticos compreenderam a construção de placas condicionadoras de sinais com transdutores de tensão e de corrente, a construção de uma placa com isoladores ópticos para os sinais de acionamento do inversor, a construção de uma placa com conversores digital-analógicos e a programação de algoritmos de controle e de compensação no processador digital de sinais (*DSP*) TMX320F2812 (mostrados no apêndice C). Como os estudos visavam sobretudo à compensação e ao controle de correntes, não foi realizado o controle de tensão no barramento de tensão contínua do inversor, sendo os capacitores C_1 e C_2 alimentados por uma fonte independente de energia.

5.3 Placas medidoras de corrente

As figuras 5.7 e 5.8 mostram as placas eletrônicas usadas para efetuar as medidas das correntes de carga e de compensação (usadas no controlador e no compensador de correntes). São placas que possuem transdutores de efeito Hall e circuitos condicionadores de sinais. O esquema simplificado dos circuitos de condicionamento é mostrado na figura 5.9. Os transdutores de efeito Hall proporcionam isolamento elétrica entre as correntes medidas e os circuitos de condicionamento. Esses últimos são responsáveis por condicionar os sinais de saída dos transdutores de forma que possam ser aplicados às entradas analógicas do *DSP*.

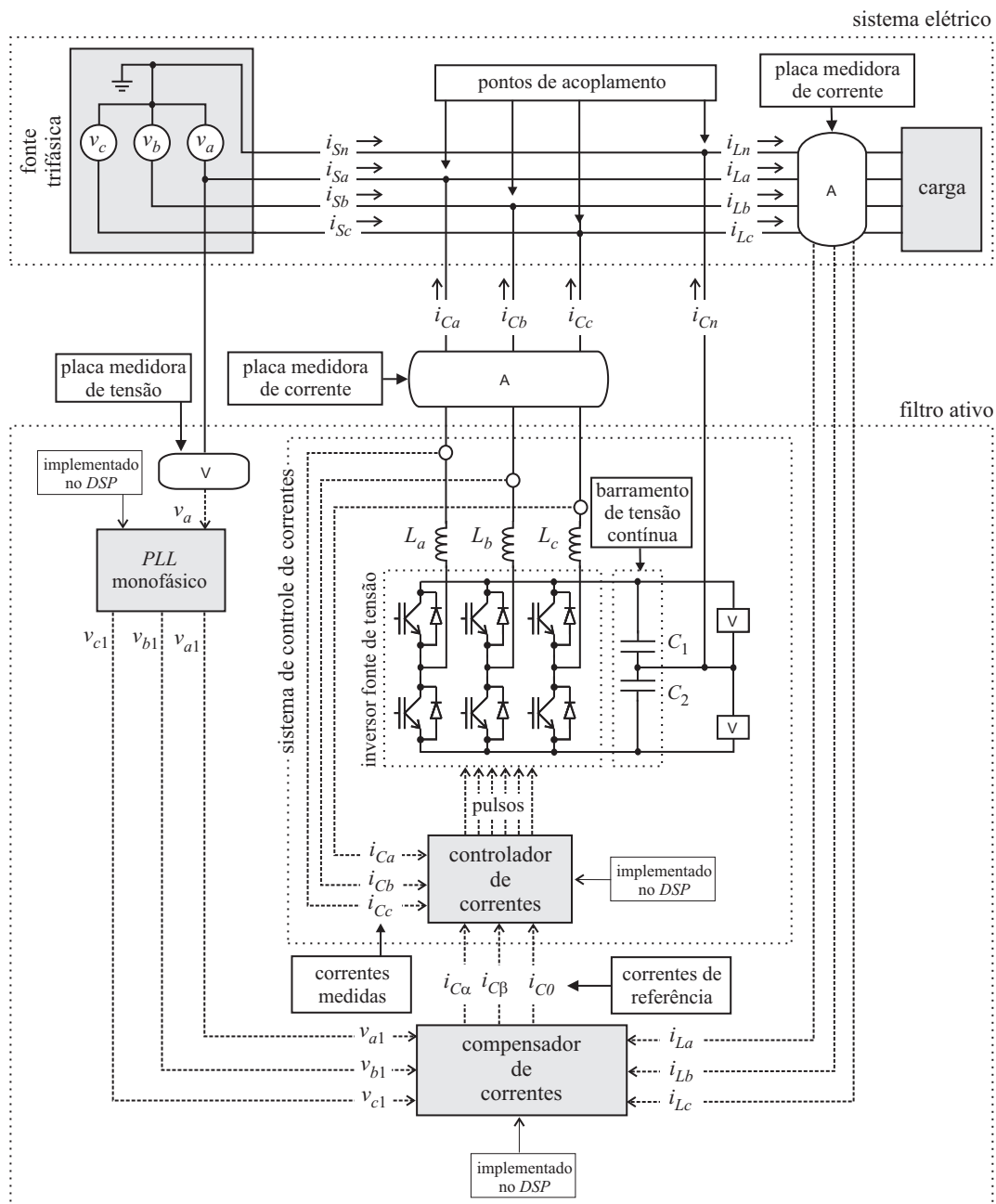


Figura 5.4: Esquema do filtro ativo paralelo trifásico implementado em laboratório.

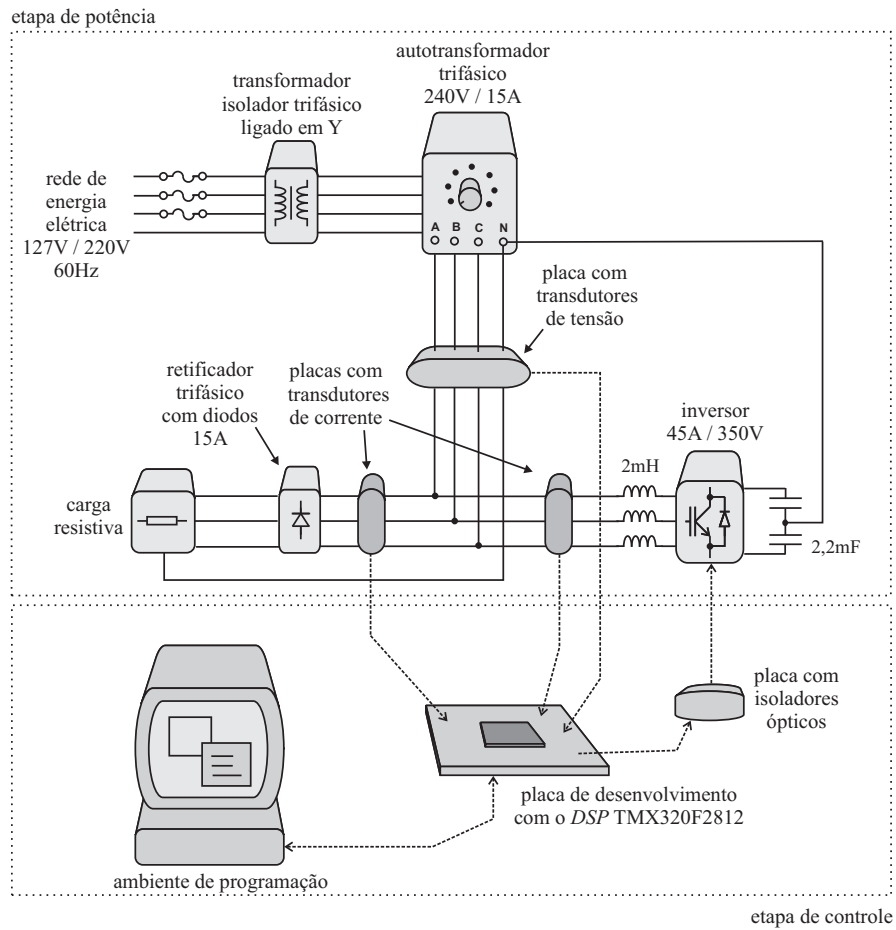


Figura 5.5: Organização da montagem experimental.



Figura 5.6: Visão geral do protótipo construído em laboratório.



Figura 5.7: Placa com transdutores de corrente.

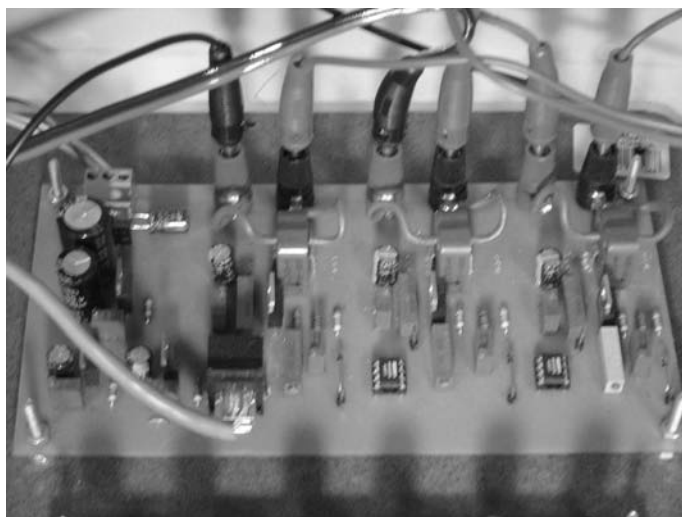


Figura 5.8: Placa com transdutores de corrente.

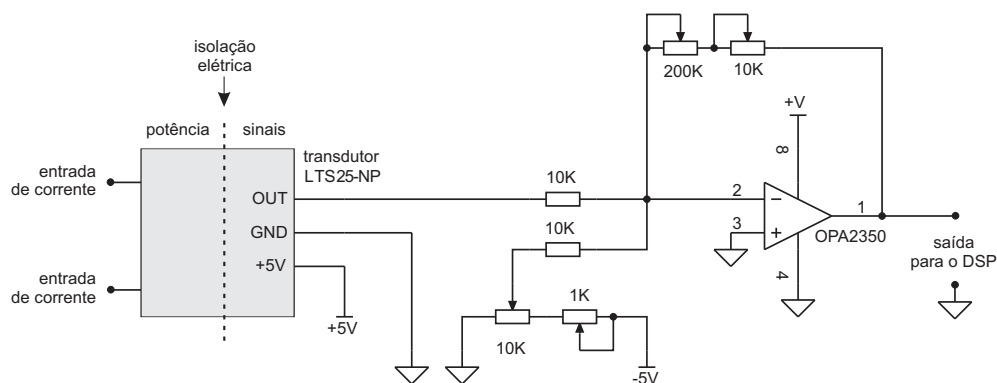


Figura 5.9: Circuito condicionador dos sinais de corrente.

5.4 Placa medidora de tensão

As figura 5.10 mostra a placa usada para medir tensões, que dispõe de três transdutores de efeito Hall e três circuitos condicionadores de sinais. Essa placa foi utilizada para medir a tensão de entrada da fase *a* e as tensões sobre os dois capacitores do inversor trifásico. A figura 5.11 mostra o esquema simplificado dos circuitos condicionadores dos sinais de tensão.

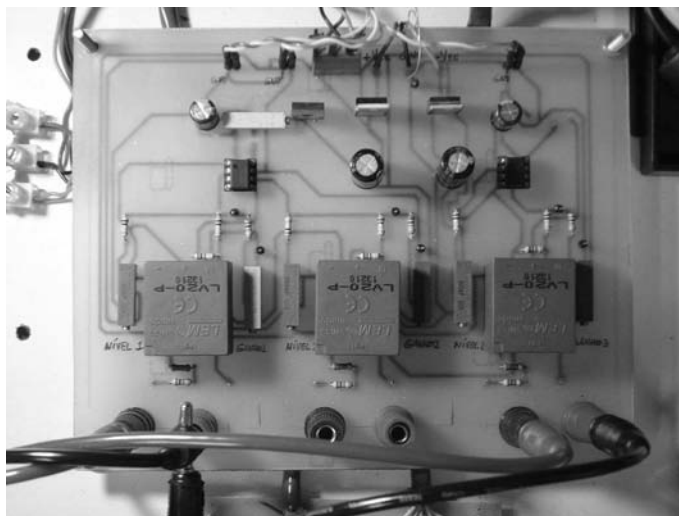


Figura 5.10: Placa com transdutores de tensão.

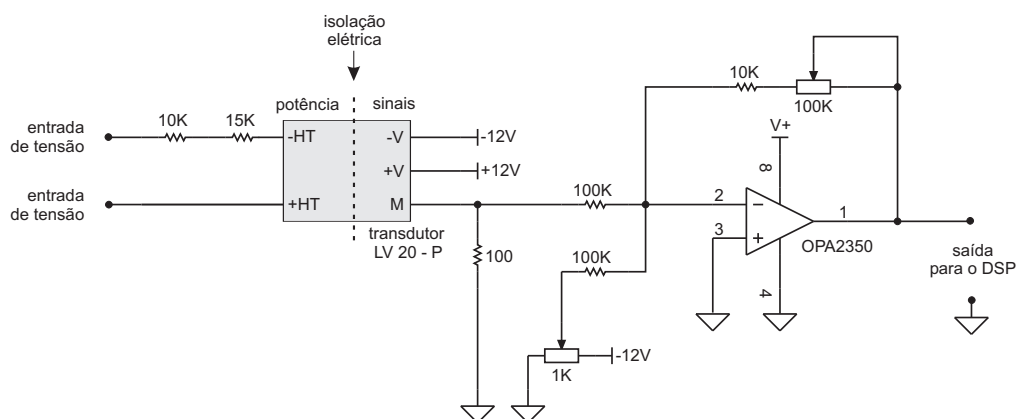


Figura 5.11: Circuito condicionador dos sinais de tensão.

5.5 Inversor trifásico

A figura 5.12 mostra o inversor de tensão com três pernas usado no experimento. Foi usado um inversor comercial, fabricado pela Semikron, devido à grande confiabilidade que esse tipo de equipamento proporciona aos experimentos realizados em laboratório.

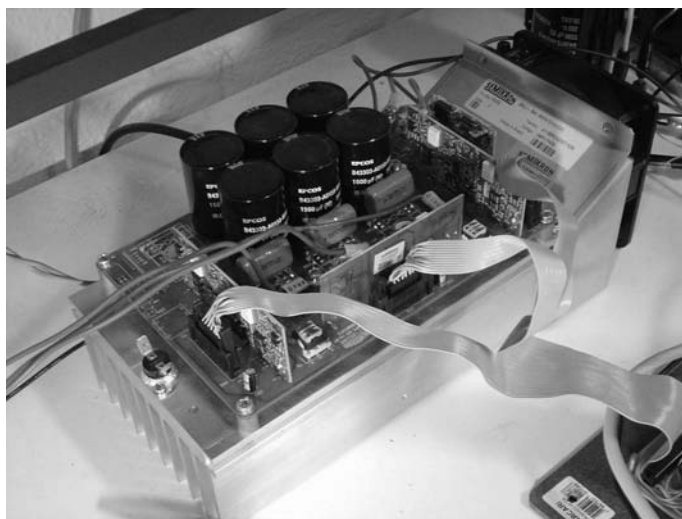


Figura 5.12: Inversor de tensão Semikron.

A figura 5.13 mostra a placa que realiza a conexão entre os acionadores das chaves semicondutoras do inversor e os pinos de comunicação do *DSP* através de acopladores ópticos. A figura 5.14 mostra a placa com três fontes de alimentação isoladas usadas para alimentar os circuitos de acionamento das três fases do inversor.

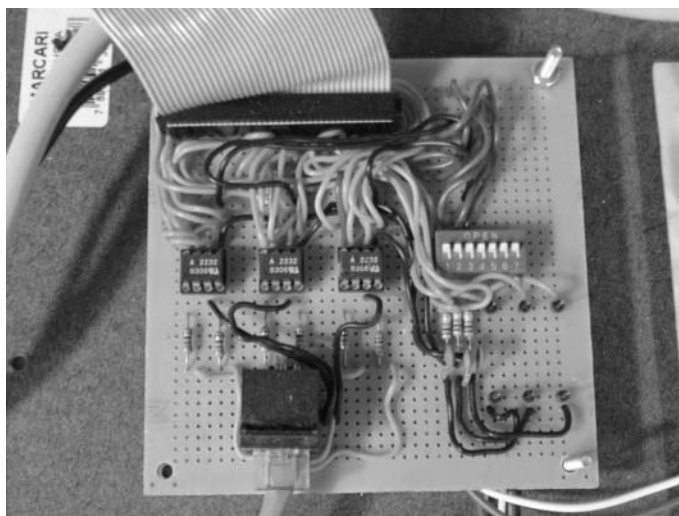


Figura 5.13: Placa de conexão entre o inversor e o *DSP*.

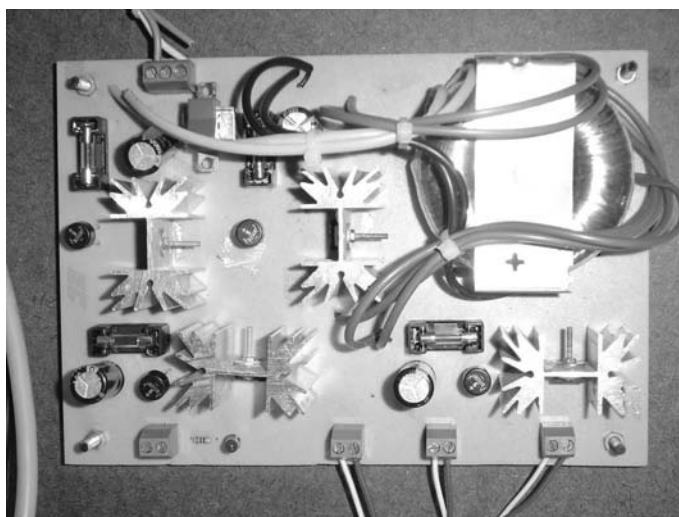


Figura 5.14: Fontes de alimentação isoladas para os circuitos acionadores do inversor.

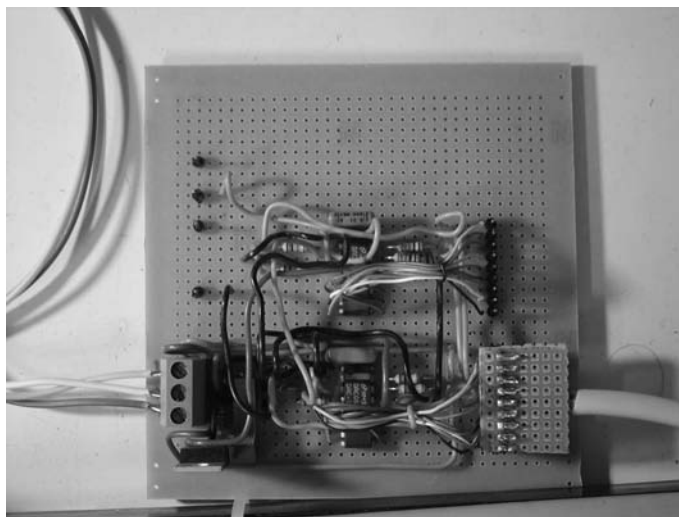


Figura 5.15: Placa com conversores digital-analógicos.

5.6 Outros componentes do protótipo

A figura 5.15 mostra a placa com conversores digital-analógicos utilizada para monitorar sinais processados pelo *DSP* durante as etapas de desenvolvimento de *software*. A figura 5.16 mostra os indutores de acoplamento (2mH/15A) utilizados no sistema de controle de correntes. A figura 5.17 mostra os módulos com diodos retificadores usados para constituir a carga não linear da figura 5.18, usada nas experiências com o filtro ativo.

5.7 Resultados

A seguir são apresentados os resultados obtidos com o filtro ativo paralelo trifásico construído em laboratório. Os sinais de tensão e corrente capturados com um osciloscópio digital foram obtidos nas saídas das placas com transdutores de tensão e corrente ou nas saídas dos conversores digital-analógicos conectados ao *DSP*.

Nos experimentos com o filtro ativo usaram-se indutores de acoplamento com indutância de 2mH e a tensão do barramento do inversor foi mantida em aproximadamente $V_{DC} = 300V$. Todos os algoritmos de controle e compensação foram discretizados com taxa de amostragem de 10kHz. A tensão da fonte de alimentação foi fornecida por um autotransformador trifásico isolado da rede de energia elétrica por um banco de transformadores isoladores conectados em estrela com neutro. Foram realizadas experiências com as tensões entre fase e neutro na saída do autotransformador ajustadas entre 40V e 120V (eficazes) durante os experimentos. Os resultados apresentados nas próximas páginas foram obtidos com a tensão de entrada ajustada em 40V (eficazes).



Figura 5.16: Indutores de acoplamento usados no sistema de controle de correntes.

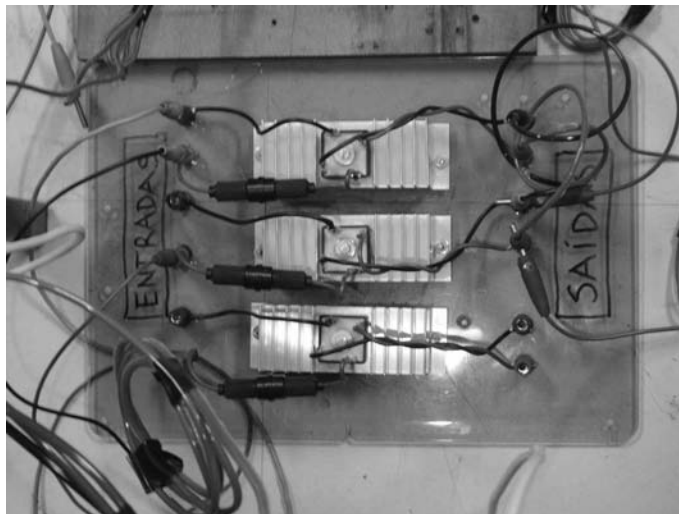


Figura 5.17: Retificadores monofásicos de potência.

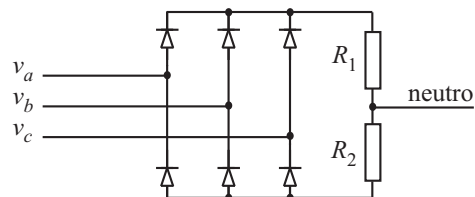


Figura 5.18: Carga não linear usada nos experimentos.

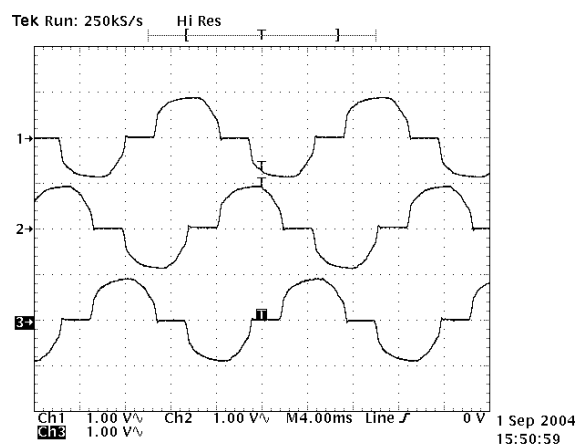


Figura 5.19: Correntes de carga não lineares. (4A/div)

Foi utilizado em todos os experimentos o sistema de controle de correntes com reguladores PI. Na compensação de correntes foram usados os métodos baseados na teoria *pq* e em neurônios *adaline*, cujos algoritmos foram mostrados anteriormente. Todos os métodos foram implementados para a obtenção de correntes senoidais na fonte elétrica e para a compensação da corrente de neutro. As tensões da rede elétrica, que são ligeiramente distorcidas, porém equilibradas, são processadas pelo sistema de *PLL* apresentado em [50] (vide apêndice B). No algoritmo que emprega a teoria *pq* o *PLL* fornece os componentes fundamentais das tensões de fase com amplitude unitária. No algoritmo com *adalines* o *PLL* fornece, além dos sinais de tensão fundamentais, o valor do ângulo $\theta = \omega t$ da tensão da fase *a*, necessário para o cálculo dos vetores de entrada dos neurônios.

5.7.1 Compensação de correntes usando a teoria *pq*

São mostrados a seguir os resultados obtidos com a operação do filtro ativo em um sistema trifásico com quatro fios usando a teoria *pq*. A figura 5.19 mostra as três correntes de fase não lineares originadas pela carga, a figura 5.20 mostra as correntes de compensação injetadas pelo filtro ativo no sistema elétrico e a figura 5.21 mostra as três correntes compensadas da fonte.

Na figura 5.22 encontram-se a corrente de carga de uma das fases, a corrente de compensação calculada pelo *DSP* e a corrente senoidal (compensada) que resulta da soma dos dois primeiros sinais. A figura 5.23 mostra a corrente de carga de uma das fases, a corrente sintetizada pelo sistema de controle de correntes (efetivamente injetada pelo filtro ativo no sistema elétrico) e a corrente senoidal compensada da fonte. A figura 5.24 mostra a corrente de neutro da fonte (antes da compensação) e a corrente de neutro compensada.

A figura 5.25 mostra os espectros de frequências da corrente da carga de uma das fases, da corrente de compensação calculada pelo *DSP* e da corrente compensada, nessa seqüência. A figura 5.26 mostra os espectros da corrente de carga de

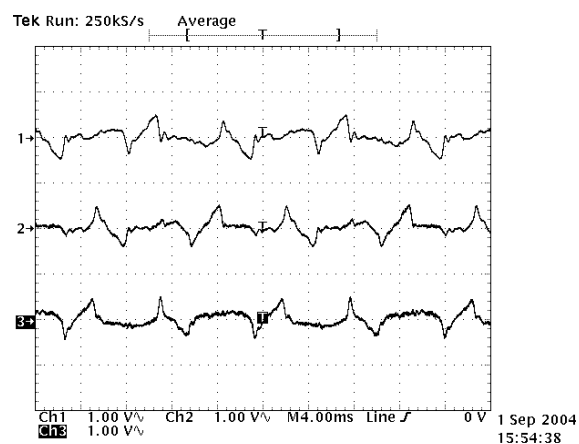


Figura 5.20: Correntes de compensação injetadas pelo filtro ativo. (4A/div)

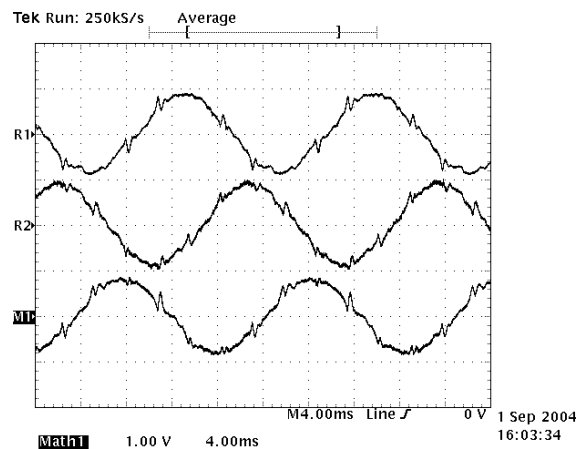


Figura 5.21: Correntes compensadas. (4A/div)

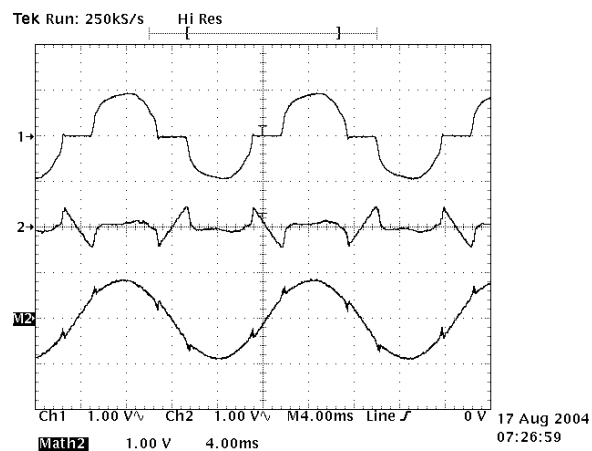


Figura 5.22: Corrente da carga, corrente de compensação calculada e corrente compensada. (4A/div)

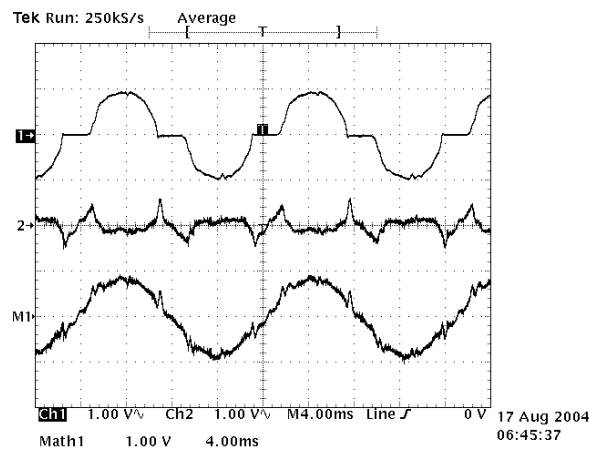


Figura 5.23: Corrente da carga, corrente de compensação injetada e corrente compensada. (4A/div)

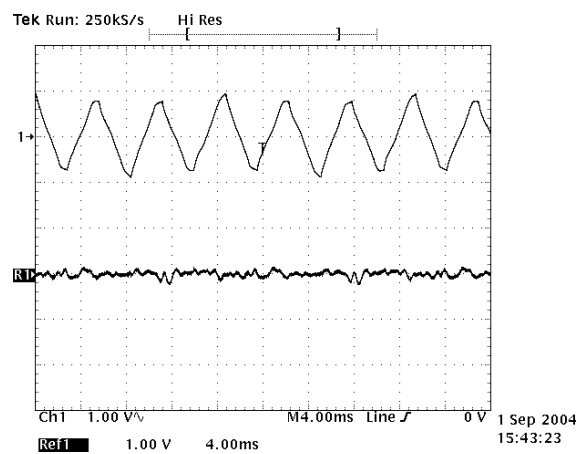


Figura 5.24: Corrente do neutro da fonte (antes da compensação) e corrente compensada. (4A/div)

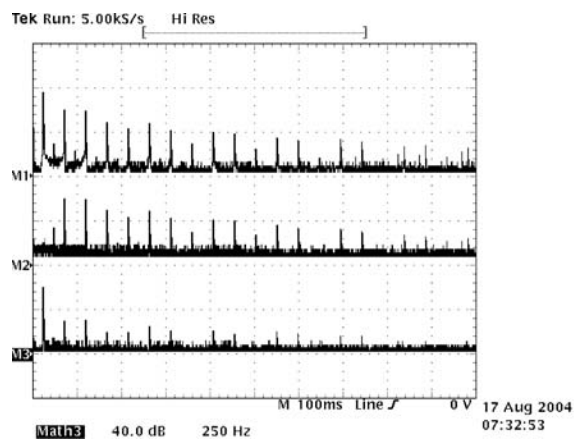


Figura 5.25: Espectros de freqüências: corrente da carga, corrente de compensação calculada e corrente compensada.

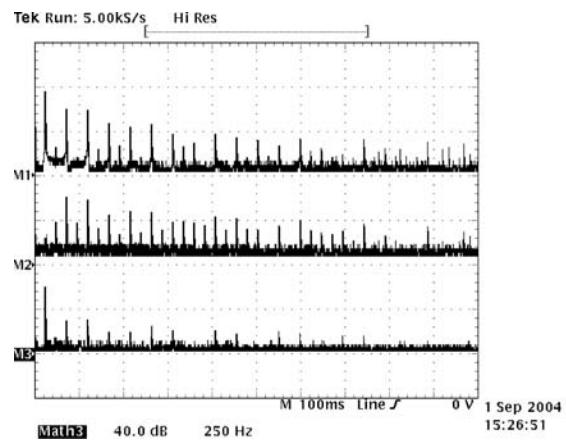


Figura 5.26: Espectros de frequências: corrente da carga, corrente de compensação injetada e corrente compensada.

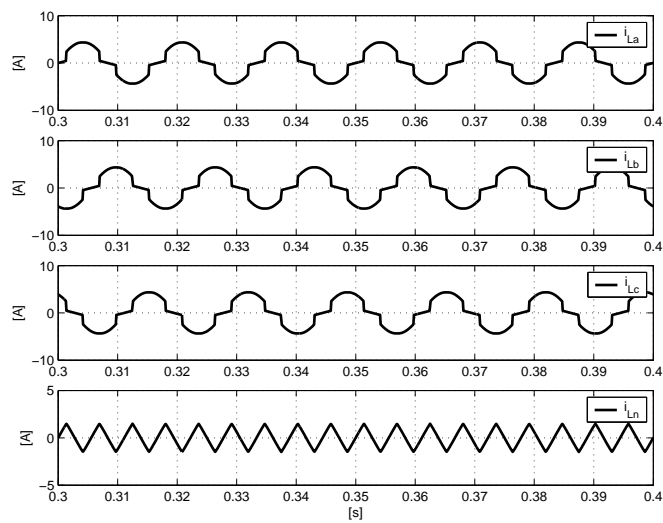


Figura 5.27: Simulação: correntes da carga.

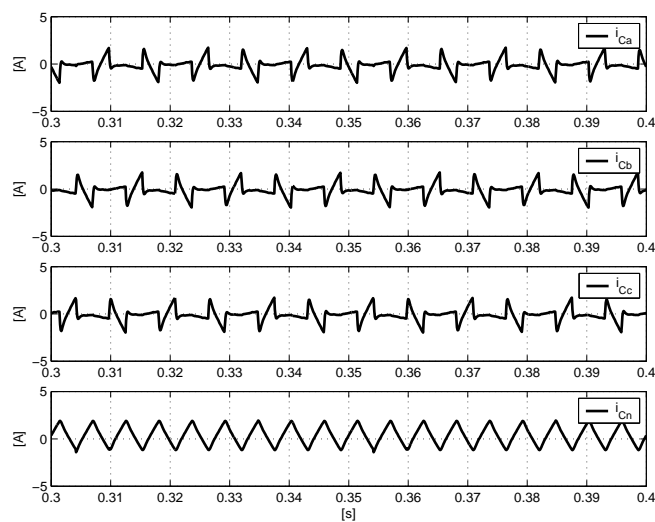


Figura 5.28: Simulação: correntes do filtro.

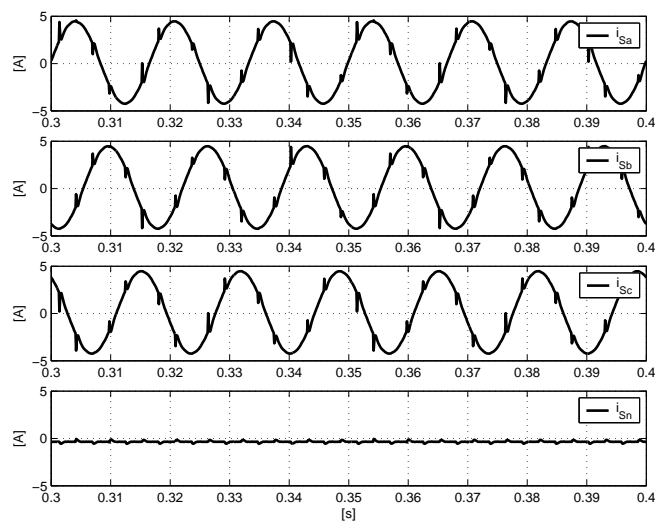


Figura 5.29: Simulação: correntes compensadas da fonte.

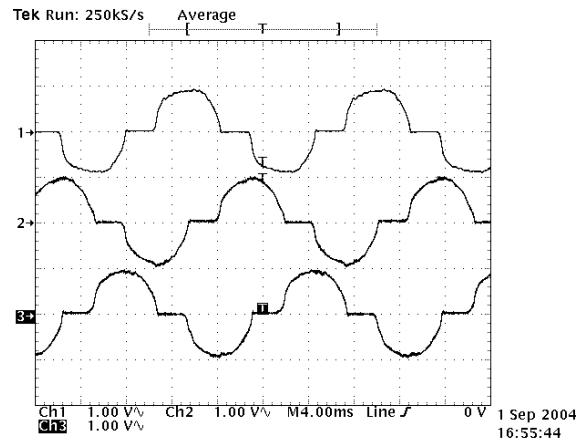


Figura 5.30: Correntes de carga não lineares. (4A/div)

uma das fases, da corrente de compensação sintetizada pelo filtro ativo e da corrente compensada, nesta sequência.

As figuras 5.27 - 5.29 mostram resultados de uma simulação realizada com as mesmas condições de tensão e de carga usadas nos experimentos práticos. A simulação foi realizada com o esquema de compensação mostrado na figura 3.33. Os resultados experimentais validam os resultados obtidos com as simulações.

5.7.2 Compensação seletiva de correntes usando *adelines*

São mostrados a seguir os resultados obtidos com a filtragem ativa em sistema com quatro fios usando o compensador de correntes baseado em neurônios *adaline*. A figura 5.30 mostra as três correntes de fase não lineares originadas pela carga. A figura 5.31 mostra as correntes de compensação injetadas pelo filtro ativo no sistema elétrico, que possuem apenas os componentes harmônicos de 3^a, 5^a, 7^a, 9^a e 11^a ordens. A figura 5.32 mostra as três correntes compensadas da fonte.

Na figura 5.33 encontram-se a corrente de carga de uma das fases, a corrente de compensação calculada pelo *DSP* e a corrente senoidal (compensada) que resulta da soma dos dois primeiros sinais. A figura 5.34 mostra a corrente de carga de uma das fases, a corrente sintetizada pelo sistema de controle de correntes (efetivamente injetada pelo filtro ativo no sistema elétrico) e a corrente senoidal compensada da fonte. A figura 5.35 mostra a corrente de neutro da fonte (antes da compensação) e a corrente de neutro compensada. Mais uma vez, os resultados são bastante parecidos com aqueles obtidos nas simulações.

A figura 5.36 mostra os espectros de frequências da corrente da carga de uma das fases, da corrente de compensação calculada pelo *DSP* e da corrente compensada, nessa sequência. Observa-se que no espectro das correntes de compensação estão presentes apenas os componentes selecionados. A figura 5.37 mostra os espectros da corrente de carga de uma das fases, da corrente de compensação sintetizada pelo filtro ativo e da corrente compensada, nesta sequência.

As figuras 5.38 - 5.40 mostram resultados de simulações realizadas com as condições de tensão e de carga usadas nos ex-

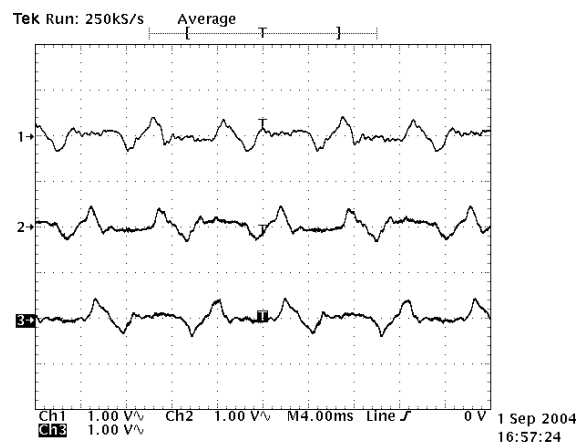


Figura 5.31: Correntes de compensação injetadas pelo filtro ativo. (4A/div)

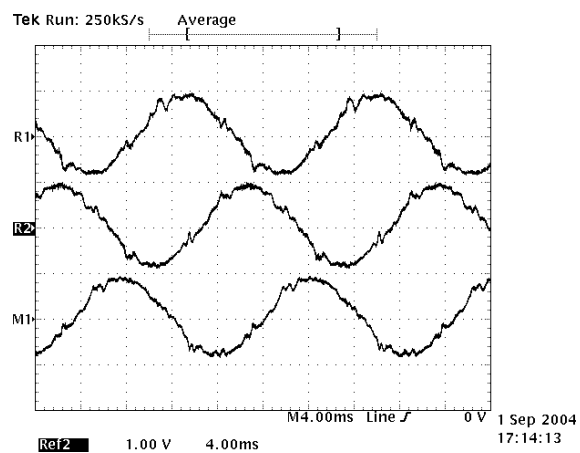


Figura 5.32: Correntes compensadas. (4A/div)

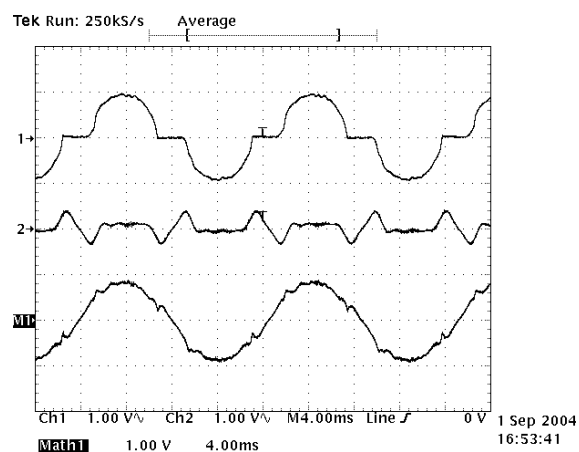


Figura 5.33: Corrente da carga, corrente de compensação calculada e corrente compensada. (4A/div)

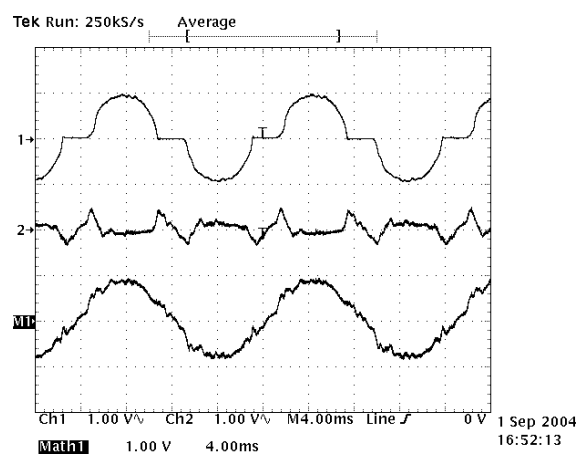


Figura 5.34: Corrente da carga, corrente de compensação injetada e corrente compensada. (4A/div)

perimentos práticos. Essas figuras mostram resultados semelhantes àqueles obtidos nos experimentos práticos, o que permite que dizer que os experimentos validam os estudos teóricos e as simulações computacionais realizadas.

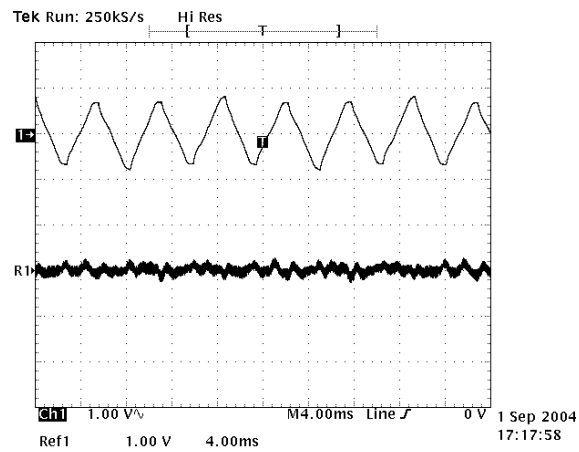


Figura 5.35: Corrente do neutro da fonte (antes da compensação) e corrente compensada. (4A/div)

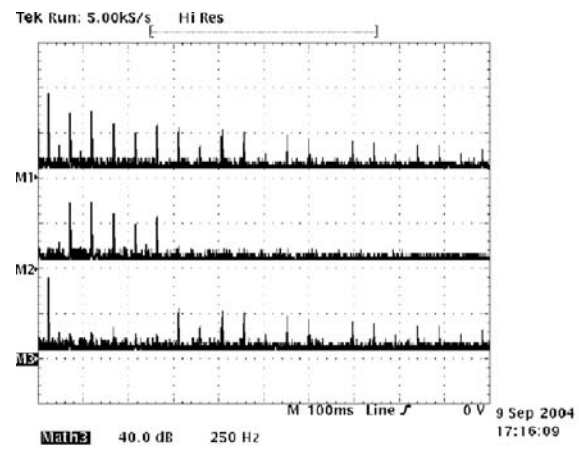


Figura 5.36: Espectros de frequências: corrente da carga, corrente de compensação calculada e corrente compensada.

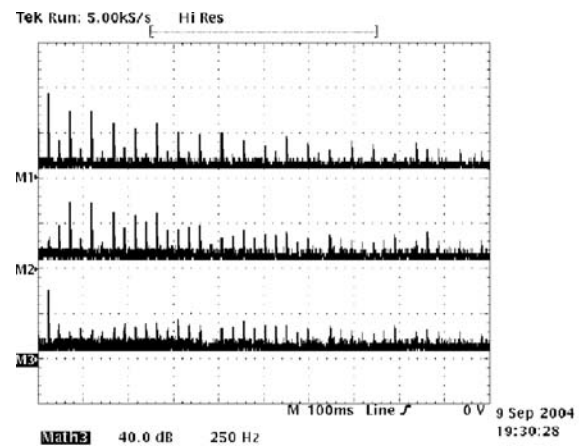


Figura 5.37: Espectros de frequências: corrente da carga, corrente de compensação injetada e corrente compensada.

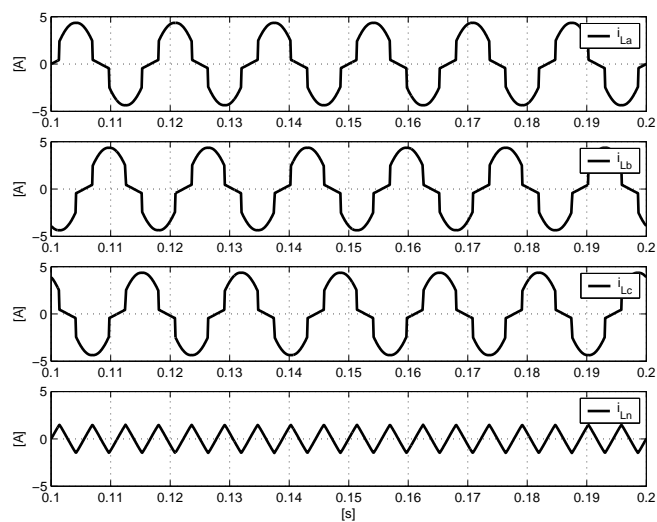


Figura 5.38: Simulação: correntes da carga.

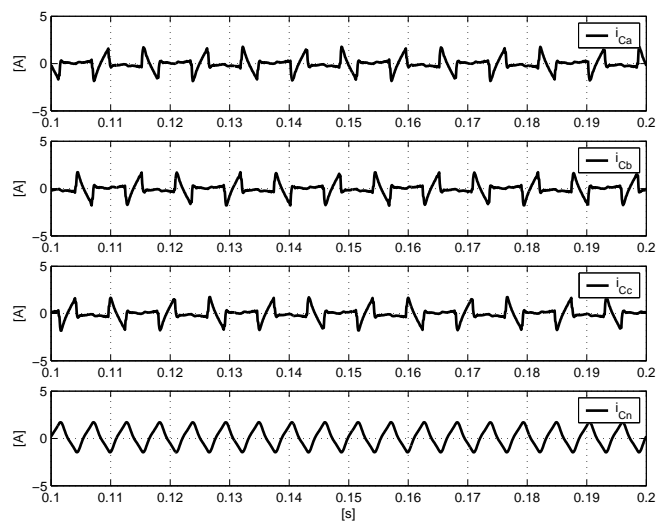


Figura 5.39: Simulação: correntes do filtro.

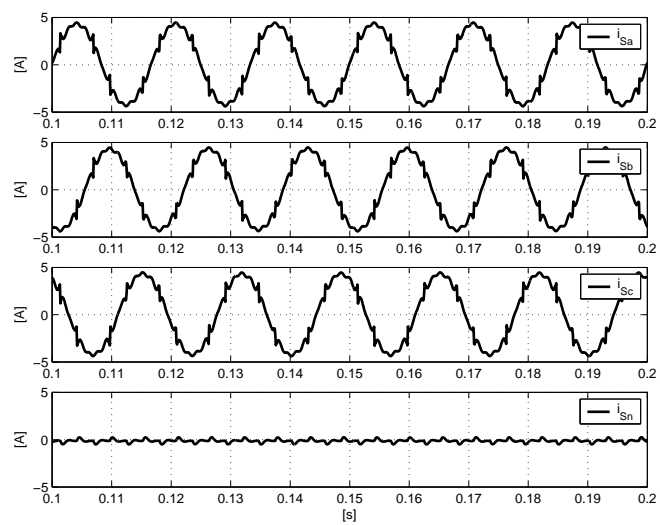


Figura 5.40: Simulação: correntes compensadas da fonte.

Capítulo 6

Conclusões

Este trabalho estudou a aplicação de filtros ativos paralelos para sistemas trifásicos com quatro fios, que são usados sobretudo para a eliminação de correntes harmônicas originadas por cargas não lineares, podendo ainda ser empregados para a elevação do fator de potência dos sistemas elétricos e para a eliminação de correntes de neutro em sistemas desequilibrados. O foco do trabalho, mais prático do que teórico, foi a construção em laboratório de um filtro ativo experimental. O que segue são resumos e conclusões referentes ao capítulos do trabalho.

Primeiro capítulo

O primeiro capítulo apresentou uma introdução ao problema da qualidade de energia elétrica e falou sobre a necessidade do emprego de filtros ativos nos sistemas de energia elétrica. Foi feita uma breve explanação sobre o filtro ativo paralelo, suas funções e seu funcionamento. O capítulo terminou com a apresentação de um panorama dos assuntos abordados na dissertação.

Segundo capítulo

O segundo capítulo estudou a natureza da potência elétrica através de conceitos convencionais de potência e de conceitos introduzidos pela teoria de potências instantâneas de Akagi e Nabae [7]. Foram estudados sistemas elétricos com cargas lineares e não lineares, com tensões senoidais e distorcidas. Foram analisadas, com o auxílio de gráficos e equações, as potências e as correntes existentes nos sistemas elétricos trifásicos. As potências elétricas convencionalmente conhecidas foram comparadas com as potências definidas pela teoria de potências instantâneas em sistemas equilibrados com tensões senoidais. As potências elétricas convencionais (P , Q , S e H) são válidas somente em regime estacionário e foram definidas e estudadas para sistemas equilibrados com tensões senoidais. Os conceitos definidos na teoria de potências instantâneas pq ,

por outro lado, aplicam-se a sistemas com quaisquer tipos de tensões e correntes e são válidos em regime transitório.

A teoria pq de Akagi e Nabae [7] foi comparada com a teoria pq modificada [9, 10]. As duas são equivalentes e produzem resultados semelhantes quando não existem componentes de sequência zero no sistema elétrico. Quando existe corrente de neutro as duas teorias são equivalentes apenas na ausência de tensão de sequência zero, ou seja, quando as tensões da fonte são senoidais e equilibradas. Na presença de potência de sequência zero as duas teorias produzem efeitos distintos na compensação de correntes, sendo que a teoria pq modificada não possibilita compensar corretamente a corrente de neutro.

Terceiro capítulo

No terceiro capítulo foram estudados métodos de compensação de correntes e potências que podem ser empregados em filtros ativos para sistemas com quatro fios. Nesse capítulo foram mostrados resultados de simulações de filtros ativos paralelos com os métodos estudados. Primeiramente foi estudada a compensação baseada na teoria de potências instantâneas pq [7], que permite a eliminação de correntes reativas e harmônicas, produzindo correntes senoidais e não defasadas quando as tensões da fonte são senoidais e equilibradas. Quando as tensões da fonte são distorcidas ou desequilibradas é possível, em princípio, garantir apenas fluxo de potência ativa constante na fonte. São duas as possibilidades de compensação com a teoria pq : correntes senoidais na fonte ou fluxo de potência ativa constante na fonte. Em qualquer um dos casos é possível efetuar, através das estratégias de compensação adotadas, a eliminação total da corrente de neutro. Embora a teoria de potências não possibilite a obtenção de correntes senoidais na fonte com tensões distorcidas, é possível forçar a síntese de correntes senoidais com o uso de um sistema de PLL para determinar os componentes fundamentais das tensões distorcidas da fonte, como mostraram os resultados simulados e experimentais do trabalho.

A compensação de potências com a teoria pq modificada foi estudada e teve seus resultados comparados com os da teoria pq original. A teoria modificada define potências instantâneas diferentes daquelas encontradas em [7], numa tentativa de atribuir à potência de sequência zero uma definição diferente daquela encontrada na teoria pq original, que trata a potência de sequência zero de forma separada das demais potências. Mostrou-se que para propósitos práticos são suficientes as definições de potência da teoria pq original para realizar a compensação de correntes harmônicas, reativas e de sequência zero em sistemas com quatro fios. A teoria pq modificada, por outro lado, não permite a compensação plena da corrente de sequência zero e, conseqüentemente, da potência de sequência zero, como ficou claro pelos resultados de simulações apresentados no terceiro capítulo.

No terceiro capítulo foi também apresentado um método de compensação de correntes baseado na transformação de variáveis para o sistema síncrono de referência dq , com resultados muito parecidos com aqueles obtidos com a teoria pq . Viu-se que a resposta dinâmica desse método de compensação, bem como da compensação baseada na teoria de potências, depende das características dos filtros passa-baixas empregados para a separação de componentes contínuos e oscilatórios.

Finalmente, o terceiro capítulo apresentou um método de compensação de correntes baseado em neurônios lineares adaptativos, que foi uma importante contribuição deste trabalho. Esse método, muito pouco explorado na literatura, não havia ainda sido aplicado a filtros ativos com quatro fios. Os resultados obtidos com esse método foram superiores àqueles obtidos com os demais métodos estudados neste trabalho, como mostrou a tabela 3.1. A compensação baseada na adaptação em tempo real de neurônios lineares tem a vantagem de possibilitar a compensação mais efetiva de correntes harmônicas e, além disso, ainda permite a compensação seletiva de componentes harmônicos. A compensação seletiva permite que limites de conteúdo harmônico impostos por normas reguladoras sejam atendidos com a compensação do menor número possível de componentes, o que pode minimizar o tamanho do inversor de tensão, entre outras vantagens que devem ainda ser investigadas. Nota-se atualmente o aparecimento de diversos trabalhos de pesquisa sobre a compensação seletiva de correntes harmônicas, o que indica que esse é um tema interessante para estudos futuros.

Quarto capítulo

O capítulo quarto apresentou estudos sobre o controle de correntes. Inicialmente foi apresentado um sistema de controle de correntes baseado em comparadores com histerese, que recebeu pouca atenção neste trabalho. O controle de correntes com histerese é mais apropriado para a implementação com circuitos analógicos, embora controladores com histerese mais sofisticados possam ser implementados em processadores digitais. O estudo do controle de correntes com histerese para sistemas com quatro fios foi interessante para a introdução do conceito de vetores espaciais que, posteriormente, foi estendido para o controle de correntes com reguladores lineares.

Na segunda parte do quarto capítulo foi apresentado um sistema de controle de correntes com reguladores lineares, que emprega um modulador de largura de pulsos com vetores espaciais tridimensionais. Os comparadores com histerese do primeiro tipo de controlador estudado cederam lugar a reguladores proporcionais e integrais. A tabela de vetores deu lugar ao algoritmo de modulação de largura de pulsos. Os princípios de funcionamento dos dois tipos de controladores de correntes estudados são semelhantes, pois as correntes são controladas com base em sinais de erro e com a aplicação de vetores espaciais de tensão apropriados. O controle de correntes com reguladores lineares, devido à sua maior adequação à implementação com processamento digital, foi utilizado no filtro ativo experimental. Os resultados foram bastante satisfatórios, embora ainda pudessem ser melhorados com a aplicação de outros tipos de controladores em substituição aos proporcionais e integrais. Certamente o campo de estudos de controladores para sistemas de controle de correntes, visando sobretudo à redução dos erros de controle, é vasto em possibilidades para futuras contribuições. Uma boa sugestão para trabalhos futuros com filtros ativos é o estudo aprofundado de controladores *dead beat*, controladores repetitivos, controladores não lineares e controladores baseados em sistemas *fuzzy* e *neuro-fuzzy*.

Quinto capítulo

O quinto capítulo apresentou os resultados obtidos em laboratório com um filtro ativo paralelo trifásico para sistemas com quatro fios. Foram implementados um algoritmo de compensação com a teoria pq e um algoritmo com neurônios adaptativos. Os resultados obtidos experimentalmente são semelhantes àqueles obtidos nas simulações. A compensação com a teoria pq foi utilizada para a eliminação total das correntes harmônicas. O algoritmo de compensação com neurônios *adaline* foi utilizado para a compensação seletiva, onde apenas alguns componentes harmônicos das correntes da fonte foram eliminados. Ambos os métodos de compensação apresentaram bons resultados, proporcionando redução significativa nos conteúdos harmônicos das correntes da fonte.

Os resultados experimentais obtidos em laboratório permitiram concluir que o desempenho geral do filtro ativo depende fortemente das características do controlador empregado no sistema de controle de correntes. Embora os algoritmos de compensação sejam capazes de determinar corretamente as correntes de compensação necessárias, um mau controlador de correntes pode impedir que a compensação se realize satisfatoriamente. As características do controle de correntes empregado são, sem sombra de dúvidas, fator limitante para a qualidade da filtragem ativa. O controle de correntes com reguladores proporcionais e integrais utilizado neste trabalho possibilitou bons resultados. Não obstante, a comparação entre os resultados experimentais e os resultados simulados permite dizer que os resultados obtidos com o protótipo de filtro ativo são ligeiramente inferiores. A relativa ineficácia da compensação de correntes é avaliada pela quantidade de componentes harmônicos indesejados que permanecem nas correntes compensadas. Tanto os resultados das simulações como os resultados dos cálculos das correntes de compensação com o *DSP* mostram que os algoritmos de compensação são eficientes, sendo o algoritmo com *adalines* o melhor deles, o que permite afirmar seguramente que a imprecisão do controle de correntes é responsável pela deterioração da qualidade da compensação. Mais uma vez é possível afirmar que o estudo de novos e melhores controladores de correntes é essencial para o desenvolvimento dos filtros ativos.

Para a continuidade deste trabalho por futuros pesquisadores propõe-se o estudo aprofundado das teorias de compensação e de novos métodos de cálculo de correntes de compensação, bem como o estudo de métodos mais sofisticados de controle de correntes que apresentem resultados superiores aos obtidos com o controle baseado em reguladores proporcionais e integrais.

Conclusão geral e propostas

Este trabalho mostrou que filtros ativos paralelos podem ser usados em sistemas elétricos com quatro fios para eliminar correntes harmônicas, correntes reativas e a corrente de neutro.

A teoria das potências instantâneas pq pode ser utilizada na determinação das correntes de compensação. Não há interesse na utilização da teoria pq modificada, que nas simulações realizadas mostrou-se insatisfatória ou equivalente à teoria original.

A determinação das correntes de compensação com a transformação para o sistema síncrono dq possibilita resultados idênticos àqueles conseguidos com a teoria pq de potências instantâneas. O método de compensação com neurônios adaptativos *adaline* apresentou os melhores resultados. A compensação total de correntes harmônicas feita por esse método possibilitou o melhor resultado dentre todos os obtidos no conjunto de simulações. Esse método ainda permite compensar de forma seletiva os componentes harmônicos das correntes.

O desempenho do filtro ativo depende fortemente da qualidade do sistema de controle de correntes, que por sua vez depende do desempenho do controlador de correntes empregado. O estudo de controladores mais sofisticados e mais eficientes é um tema interessante para estudos futuros.

Foi mostrado que é possível utilizar uma rede neural simples para implementar o algoritmo de modulação vetorial usado no controlador de correntes. Isso possibilita a redução do tamanho do código dos programas e o aumento da velocidade de execução, além de reduzir o esforço de implementação dos algoritmos.

Apêndice A

Transformações de variáveis

A.1 Transformações $abc \leftrightarrow \alpha\beta$

A.1.1 Em sistemas equilibrados

A transformação $abc \rightarrow \alpha\beta$ permite expressar variáveis trifásicas de sistemas equilibrados, originalmente representadas sobre três eixos espaciais (distanciados 120° entre si), em variáveis bifásicas representadas sobre dois eixos espaciais ortogonais. A matriz de transformação $abc \rightarrow \alpha\beta$ é mostrada em (A.1) e a matriz da transformação inversa $\alpha\beta \rightarrow abc$ é mostrada em (A.2). As transformações $abc \rightarrow \alpha\beta$ e $\alpha\beta \rightarrow abc$ realizadas com as matrizes $T_{abc \rightarrow \alpha\beta}$ e $T_{\alpha\beta \rightarrow abc}$ são invariantes em potência, ou seja, a potência instantânea trifásica p tem o mesmo valor, quer seja calculada em variáveis abc , quer seja calculada em variáveis $\alpha\beta$, como mostra a equação (A.3). Essas transformações, que não consideram componentes de sequência zero, são simplificações práticas das transformações realizadas com as matrizes (A.12) e (A.13) encontradas na próxima seção deste apêndice.

$$T_{abc \rightarrow \alpha\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \quad (\text{A.1})$$

$$T_{\alpha\beta \rightarrow abc} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \quad (\text{A.2})$$

$$p = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c = v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta \quad (\text{A.3})$$

As equações (A.4) - (A.7) mostram a aplicação das transformações $abc \leftrightarrow \alpha\beta$ a tensões e correntes de um sistema trifásico.

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = T_{abc \rightarrow \alpha\beta} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (\text{A.4})$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = T_{abc \rightarrow \alpha\beta} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (\text{A.5})$$

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = T_{\alpha\beta \rightarrow abc} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{A.6})$$

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = T_{\alpha\beta \rightarrow abc} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{A.7})$$

A.1.2 Em sistemas desequilibrados

Na presença de desequilíbrios de tensão ou de corrente no sistema trifásico calculam-se os componentes de sequência zero através das equações (A.8) e (A.9). Por outro lado, os componentes de sequência zero podem ser expressos em variáveis abc através das equações (A.10) e (A.11).

$$v_0 = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (\text{A.8})$$

$$i_0 = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (\text{A.9})$$

$$\begin{bmatrix} v_{a0} \\ v_{b0} \\ v_{c0} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} \\ 1/\sqrt{2} \\ 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} v_0 \quad (\text{A.10})$$

$$\begin{bmatrix} i_{a0} \\ i_{b0} \\ i_{c0} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} \\ 1/\sqrt{2} \\ 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} i_0 \quad (\text{A.11})$$

As expressões (A.8) - (A.11) podem se inseridas nas matrizes de transformação mostradas em (A.12) e (A.13).

$$T_{abc \rightarrow \alpha\beta 0} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (\text{A.12})$$

$$T_{\alpha\beta 0 \rightarrow abc} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1/\sqrt{2} \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 & 1/\sqrt{2} \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (\text{A.13})$$

As transformações $abc \rightarrow \alpha\beta 0$ e $\alpha\beta 0 \rightarrow abc$ realizadas com as matrizes $T_{abc \rightarrow \alpha\beta 0}$ e $T_{\alpha\beta 0 \rightarrow abc}$ também são invariantes em potência, ou seja, a potência instantânea trifásica p tem o mesmo valor, quer seja calculada em variáveis abc , quer seja calculada em variáveis $\alpha\beta 0$, como mostra a equação (A.14).

$$p = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c = v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta + v_0 i_0 \quad (\text{A.14})$$

As equações (A.15) - (A.18) mostram a aplicação das transformações $abc \leftrightarrow \alpha\beta 0$ a tensões e correntes de um sistema trifásico.

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_0 \end{bmatrix} = T_{abc \rightarrow \alpha\beta 0} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (\text{A.15})$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} = T_{abc \rightarrow \alpha\beta 0} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (\text{A.16})$$

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = T_{\alpha\beta 0 \rightarrow abc} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_0 \end{bmatrix} \quad (\text{A.17})$$

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = T_{\alpha\beta 0 \rightarrow abc} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} \quad (\text{A.18})$$

Apêndice B

PLL: phase-locked loop

Introdução

O *PLL* utilizado neste trabalho é uma versão simplificada daquele encontrado na referência [50]. Nos esquemas de compensação com a teoria *pq* o *PLL* é utilizado para gerar sinais de tensão unitários, permitindo a síntese de correntes senoidais mesmo quando as tensões da fonte são distorcidas. Nos esquemas de compensação baseados na transformação para variáveis *dq* as saídas unitárias do *PLL* são utilizadas nas transformações $\alpha\beta \rightarrow dq$ e $dq \rightarrow \alpha\beta$. Nos esquemas de compensação com *adelines* o *PLL* é usado para fornecer, além dos sinais de tensão unitários, o ângulo $\theta = \omega t$ da tensão da fase *a*, que é utilizado na geração dos vetores de entrada dos três neurônios *adaline* empregados no compensador de correntes.

B.1 Funcionamento do *PLL*

O esquema do *PLL* utilizado neste trabalho é mostrado na figura B.1. O funcionamento desse sistema de *PLL* está baseado nas definições de produto interno e ortogonalidade de vetores instantâneos estudadas em [50]. Neste caso o *PLL* atua apenas sobre a tensão de uma fase, sendo que os vetores são compostos por apenas um elemento. O sinal senoidal unitário u_{\perp} deve ser ortogonal à tensão v_a na condição de regime permanente. O produto interno médio desses dois sinais é dado pela equação (B.1). Esse produto deve convergir para um valor nulo quando os sinais v_a e v_{\perp} são ortogonais.

$$\overline{v_a \cdot u_{\perp}} = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t v_a(\tau) \cdot u_{\perp}(\tau) d\tau \quad (\text{B.1})$$

O argumento instantâneo ψ usado para sintetizar a função senoidal u_{\perp} é obtido pela integração da saída ω do regulador PI. Enquanto o *PLL* tenta sintetizar a função senoidal para satisfazer a condição de ortogonalidade o regulador PI converte o erro

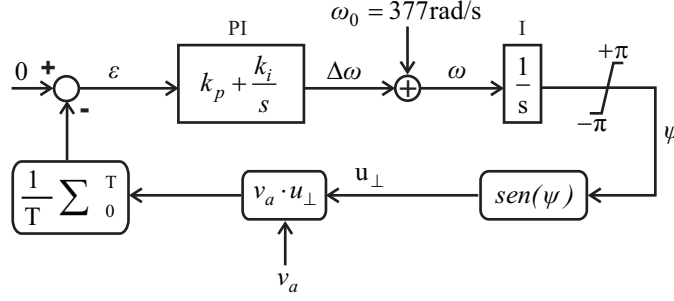


Figura B.1: Esquema do sistema de *PLL*.

$\varepsilon = 0 - \overline{v_a \cdot u_{\perp}}$ em um sinal de correção $\Delta\omega$ que ajusta o sinal de frequência ω . O sinal $\omega_0 = 377\text{rad/s}$ é usado para melhorar o desempenho inicial do *PLL*, fazendo com que a frequência determinada ω esteja inicialmente ajustada na frequência do sistema elétrico (60Hz). O regulador PI alcança uma saída ω constante quando o *PLL* está sincronizado. Nessa condição o ângulo ψ segue exatamente o ângulo da tensão v_a , exceto por uma defasagem de $\pi/2$.

B.2 Sincronismo das três fases do sistema

Quando o *PLL* entra em regime permanente o sinal ψ pode ser usado para gerar os sinais senoidais fundamentais de amplitude unitária v_{a1} , v_{b1} e v_{c1} , como mostra a figura B.2. O sinal $\theta = \psi + \pi/2$ corresponde ao ângulo do componente fundamental da tensão da fase a . Os ângulos das demais fases são obtidos com a adição ou a subtração de $2\pi/3$.

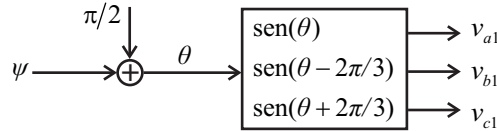


Figura B.2: Obtenção dos sinais de sincronismo das três fases do sistema.

B.3 Algoritmo do *PLL*

```
PLL (input, *va, *vb, *vc) {
```

```
    vsa = input/100    % escalonamento do sinal de entrada
```

```

dp = vsa * ua
kz = kz + 1

if (kz > 200) kz = 1

summedz += dp - jm[kz]
jm[kz] = dp
dpmedz = summedz / 200
dperr = dpref - dpmedz

wi = wi + dperr * ki_pll * T
w = wi + dperr * kp_pll

psi = psi + w * T

if (psi >= 2*pi) psi = psi - 2*pi

ua = sin(psi)

teta = psi + pi/2

*va = sin(teta)

*vb = sin(theta - 2*pi/3)

*vc = sin(theta + 2*pi/3)

}

```

B.4 Resultados práticos com o PLL

As figuras B.3 e B.4 mostram as saídas do PLL em funcionamento, já em regime estacionário. O PLL recebe como entrada a tensão da fase a do sistema elétrico (figura B.3, canal 1) e fornece um sinal sincronizado com o componente fundamental (figura B.3, canal 2) e o valor do ângulo θ (figura B.4, canal 2). Na figura B.3, no canal M, observa-se o espectro de frequências do sinal de saída do PLL, onde apenas o componente fundamental (60Hz) está presente.

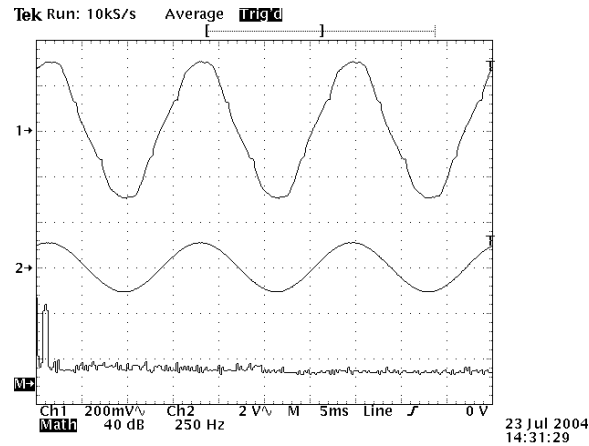


Figura B.3: Componente fundamental (canal 2, sem escala) da tensão da fonte com o PLL.

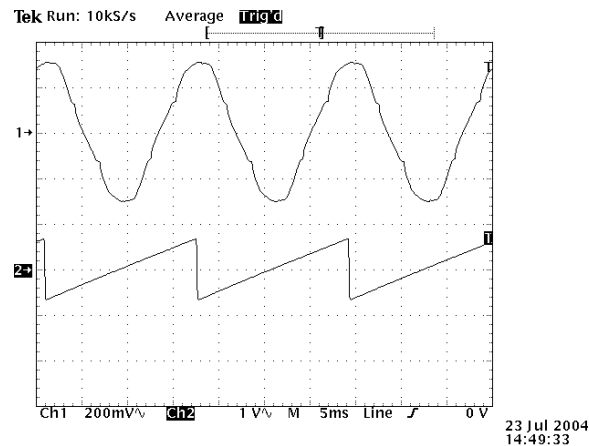


Figura B.4: Ângulo θ (canal 2, sem escala) do componente fundamental da tensão da fonte com o PLL.

Apêndice C

Programas implementados no *DSP*

Introdução

A figura C.1 mostra a placa de desenvolvimento do *DSP* TMX320F2812 utilizada neste trabalho. Com esta placa e com o ambiente de programação *Code Composer* da Texas foram programados os algoritmos de controle necessários para o funcionamento do filtro ativo. A seguir são apresentados os trechos mais significativos dos programas desenvolvidos. Como o interesse principal é analisar os algoritmos, optou-se por não listar integralmente os programas escritos para o processador TMX320F2812. O programas que seguem são listados em pseudo-linguagem de programação, onde encontram-se trechos semelhantes à linguagem C e outros trechos com instruções em linguagem humana. A interpretação dessa mistura de linguagens é bastante intuitiva.

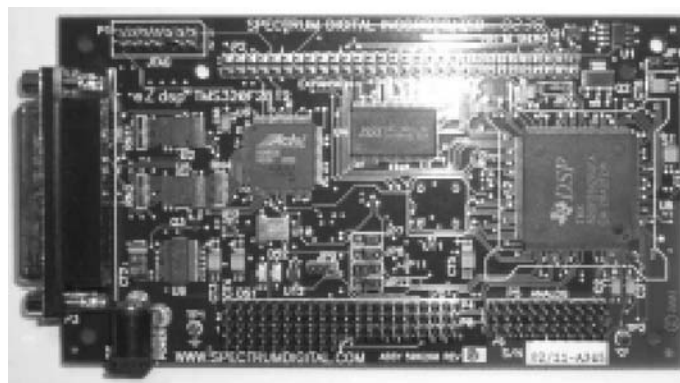


Figura C.1: Placa de desenvolvimento com o *DSP* TMX320F2812.

C.1 Compensação de correntes com a teoria pq e controle de correntes

Este algoritmo baseado na teoria pq realiza a compensação total de correntes harmônicas, reativas e de sequência zero. O algoritmo realiza a síntese de correntes senoidais (assunto do capítulo 3) na fonte e compensa a corrente de neutro.

principais variáveis e constantes:

```
kp      % ganho proporcional dos controladores de correntes
ki      % ganho integral dos controladores de correntes
teta    % ângulo de sincronismo

ta      % níveis de comparação
tb      % usados na modulação
tc      % SVPWM 3D

iLa     % correntes de carga
iLb     %
iLc     %

iLalfa  % correntes de carga
iLbeta  %
iLzero  %

iFa     % correntes do filtro ativo
iFb     % (medidas)
iFc     %

iFalfa  % correntes do filtro ativo
iFbeta  % (medidas)
iFzero  %
```

```
va          % tensão da fase a
```

```
iCalfa      % correntes de compensação
```

```
iCbeta      % (referências)
```

```
iC0         %
```

```
erroalfa    % variáveis dos reguladores
```

```
errobeta    % proporcionais e integrais
```

```
errozero    %
```

```
uialfa      %
```

```
uibeta      %
```

```
ualfa       %
```

```
ubeta       %
```

```
ui0         %
```

```
u0          %
```

```
variáveis e constantes da rede neural:
```

```
W1[3][3] = [ -0.18991117592470 ,  0.69375183338222 ,  0.75164011246485 ,  
              -0.48738170347003 , -0.61262553802009 , -0.13899521531100 ,  
              0.80066079295154 ,  0.04135877357450 ,  0.1505338983051      ]
```

```
W2[3][3] = [ -0.29198682766191 , -0.38557020946470 , -0.81369731800766 ,  
              -0.40753308449270 ,  0.13153193389906 ,  0.23839425880242 ,  
              -0.48502066115702 , -1.16467341306348 , -0.56909193457417      ]
```

```
B1[3] = [ 0.15499229320089 ,  
          -0.38209285187915 ,  
          -0.09653179190751      ]
```

```
B2[3] = [ 0.06934018174635 ,
```



```

        0.38638228055783 ,
        -0.17483642604312 ]

```

```

V[3]
Y1[3]
Y2[3]

```

```

main() % corpo principal do programa

```

```

{

```

```

    inicialização dos blocos do DSP:

```

```

        --> controlador de interrupções
        --> sistema de conversão AD
        --> temporizador
        --> comparadores (PWM)
        --> portas digitais

```

```

}

```

```

interrupção ()

```

```

{

```

```

iLa <-- corrente medida          % leituras do conversor AD
iLb <-- corrente medida          %
iLc <-- corrente medida          %

iFa <-- corrente medida          % leituras do conversor AD
iFb <-- corrente medida          %

```

```

iFc <-- corrente medida          %

va <-- tensão da fase a          % leitura do conversor AD

iLalfa, iLbeta, iLzero <-- [transformação] <-- iLa, iLb, iLc
iFalfa, iFbeta, iFzero <-- [transformação] <-- iFa, iFb, iFc

va --> [execução da rotina do PLL] --> va, vb, vc

valfa, vbeta, vzero <-- [transformação] <-- va, vb, vc

p = valfa * iLalfa + vbeta * iLbeta
q = valfa * iLbeta - vbeta * iLalfa

delta = 1 / (valfa * valfa + vbeta * vbeta)

p --> [filtro passa-baixas FIR] --> p_

p = p - p_ % eliminação do componente contínuo de p

iCalfa = valfa * delta * p - vbeta * delta * q
iCbeta = vbeta * delta * p + valfa * delta * q
iCzero = iLzero

controladores de correntes:

erroalfa = iCalfa - iFalfa
errobeta = iCbeta - iFbeta
errozero = iCzero - iFzero

uialfa = uialfa + erroalfa * ki * T

```

```

ualfa = uialfa + erroalfa * kp

uibeta = uibeta + errobeta * ki * T
ubeta = uibeta + errobeta * kp

uizero = uizero + errozero * ki * T
uzero = uizero + errozero * kp

V[0] = ualfa
V[1] = ubeta
V[2] = u0

```

rede neural que implementa o algoritmo de SVPWM 3D:

```

for (i = 0 ; i < = 2 ; i++)
    Y1[i] = B1[i]

for (i = 0 ; i < = 2 ; i++)
    for (j = 0 ; j < = 2 ; j++)
        Y1[i] = Y1[i] + W1[i][j] * V[j])

for (i = 0 ; i < = 2 ; i++)
    Y2[i] = B2[i]

for (i = 0 ; i < = 2 ; i++)
    for (j = 0 ; j < = 2 ; j++)
        Y2[i] = Y2[i] + W2[i][j] * Y1[j])

ta = Y2[0]
tb = Y2[1]
tc = Y2[2]

```

```
--> reabilitação do conversor AD
```

```
}
```

C.2 Compensação de correntes com *adalines* e controle de correntes

O programa com o algoritmo de compensação seletiva com *adalines* apresentado logo a seguir foi utilizado para realizar a compensação de correntes harmônicas de 3^a, 5^a, 7^a, 9^a e 11^a ordens e para eliminar a corrente de neutro da fonte. Como anteriormente, o programa encontra-se listado em pseudo-linguagem de programação.

principais variáveis e constantes:

kp % ganho proporcional dos controladores de correntes

ki % ganho integral dos controladores de correntes

teta % ângulo de sincronismo

ta % níveis de comparação

tb % usados na modulação

tc % SVPWM 3D

iLa % correntes de carga

iLb %

iLc %

iLalfa % correntes de carga

iLbeta %

iLzero %

iFa % correntes do filtro ativo

```

iFb      % (medidas)
iFc      %

iFalfa   % correntes do filtro ativo
iFbeta   % (medidas)
iFzero   %

va        % tensão da fase a

iCalfa   % correntes de compensação
iCbeta   % (referências)
iC0       %

iCa       % correntes de compensação
iCb       %
iCc       %

erroalfa  % variáveis dos reguladores
errobeta  % proporcionais e integrais
errozero  %
uialfa    %
uibeta    %
  ualfa    %
  ubeta    %
    ui0     %
    u0      %

```

variáveis e constantes da rede neural:

```

W1[3][3] = [ -0.18991117592470 ,  0.69375183338222 ,  0.75164011246485 ,
              -0.48738170347003 , -0.61262553802009 , -0.13899521531100 ,

```

```

0.80066079295154 , 0.04135877357450 , 0.1505338983051 ]

W2[3][3] = [ -0.29198682766191 , -0.38557020946470 , -0.81369731800766 ,
              -0.40753308449270 , 0.13153193389906 , 0.23839425880242 ,
              -0.48502066115702 , -1.16467341306348 , -0.56909193457417 ]

B1[3] = [ 0.15499229320089 ,
          -0.38209285187915 ,
          -0.09653179190751 ]

B2[3] = [ 0.06934018174635 ,
          0.38638228055783 ,
          -0.17483642604312 ]

V[3]
Y1[3]
Y2[3]

```

variáveis e constantes do algoritmo de compensação seletiva:

```

ia_est, ib_est, ic_est
erroa, errob, erroc
norma
alfa = 0.025
X[N_adaline+1]
Wa[N_adaline+1]
Wb[N_adaline+1]
Wc[N_adaline+1]
Delta[N_adaline+1]
M

```

```

main() % corpo principal do programa

{

X[0]=1

for (k=0 ; k <= N_adaline ; k++) % inicialização dos pesos das adalines
    {
        % com números pequenos
        Wa[k]=0.001
        Wb[k]=0.001
        Wc[k]=0.001
    }

inicialização dos blocos do DSP:

    --> controlador de interrupções
    --> sistema de conversão AD
    --> temporizador
    --> comparadores (PWM)
    --> portas digitais

}

interrupção ()

{

iLa <-- corrente medida          % leituras do conversor AD
iLb <-- corrente medida          %
iLc <-- corrente medida          %

```

```

iFa <-- corrente medida          % leituras do conversor AD
iFb <-- corrente medida          %
iFc <-- corrente medida          %

va <-- tensão da fase a          % leitura do conversor AD

iLalfa, iLbeta <-- [transformação] <-- iLa, iLb, iLc
iFalfa, iFbeta <-- [transformação] <-- iFa, iFb, iFc
iCalfa, iCbeta <-- [transformação] <-- iCa, iCb, iCc

iC0 <-- [cálculo da seqüência zero] <-- iLa, iLb, iLc

va --> [execução da rotina do PLL] --> teta, va, vb, vc

início do algoritmo de compensação com adalines:

M = ( Wa[1] + Wb[1] + Wc[1] ) / 3

X[1] = sen( teta)
X[2] = cos( teta)
X[3] = sen( 3*teta)
X[4] = cos( 3*teta)
X[5] = sen( 5*teta)
X[6] = cos( 5*teta)
X[7] = sen( 7*teta)
X[8] = cos( 7*teta)
X[9] = sen( 9*teta)
X[10] = cos( 9*teta)
X[11] = sen(11*teta)
X[12] = cos(11*teta)

```


fase a:

ia_est = Wa[0]

for (i = 1 ; i <= N_adaline ; i = i + 1)

ia_est = ia_est + Wa[i] * X[i]

iCa = ia_est - M*X[1]

erroa = iLa - ia_est

norma = 1

for (i = 1 ; i <= N_adaline ; i = i + 1)

norma + = X[i]*X[i]

for (i = 1 ; i <= N_adaline ; i = i + 1)

Delta[i] = erroa * X[i] / norma

for (i = 1 ; i <= N_adaline ; i = i + 1)

Wa[i] = Wa[i] + Delta[i] * alfa

fase b:

X[1] = sen(teta-2*pi/3)

X[2] = cos(teta-2*pi/3)

ia_est = Wa[0]

for (i = 1 ; i <= N_adaline ; i = i + 1)

ib_est = ib_est + Wb[i] * X[i]

```

iCb = ib_est - M*X[1]

errobo = iLb - ib_est

norma = 1

for (i = 1 ; i <= N_adaline ; i = i + 1)
    norma + = X[i]*X[i]

for (i = 1 ; i <= N_adaline ; i = i + 1)
    Delta[i] = errobo * X[i] / norma

for (i = 1 ; i <= N_adaline ; i = i + 1)
    Wb[i] = Wb[i] + Delta[i] * alfa

fase c:

X[1] = sen(teta+2*pi/3)
X[2] = cos(teta+2*pi/3)

ic_est = Wc[0]

for (i = 1 ; i <= N_adaline ; i = i + 1)
    ic_est = ic_est + Wb[i] * X[i]

iCc = ic_est - M*X[1]

erroco = iLc - ic_est

norma = 1

```

```
for (i = 1 ; i <= N_adaline ; i = i + 1)
```

```
    norma += X[i]*X[i]
```

```
for (i = 1 ; i <= N_adaline ; i = i + 1)
```

```
    Delta[i] = erroc * X[i] / norma
```

```
for (i = 1 ; i <= N_adaline ; i = i + 1)
```

```
    Wc[i] = Wc[i] + Delta[i] * alfa
```

controladores de correntes:

```
erroalfa = iCalfa - iFalfa
```

```
errobeta = iCbeta - iFbeta
```

```
errozero = iCzero - iFzero
```

```
uialfa = uialfa + erroalfa * ki * T
```

```
    ualfa = uialfa + erroalfa * kp
```

```
uibeta = uibeta + errobeta * ki * T
```

```
    ubeta = uibeta + errobeta * kp
```

```
uizero = uizero + errozero * ki * T
```

```
    uzero = uizero + errozero * kp
```

```
V[0] = ualfa
```

```
V[1] = ubeta
```

```
V[2] = u0
```

rede neural que implementa o algoritmo de SVPWM 3D:

```

for (i = 0 ; i < = 2 ; i++)
    Y1[i] = B1[i]

for (i = 0 ; i < = 2 ; i++)
    for (j = 0 ; j < = 2 ; j++)
        Y1[i] = Y1[i] + W1[i][j] * V[j])

for (i = 0 ; i < = 2 ; i++)
    Y2[i] = B2[i]

for (i = 0 ; i < = 2 ; i++)
    for (j = 0 ; j < = 2 ; j++)
        Y2[i] = Y2[i] + W2[i][j] * Y1[j])

ta = Y2[0]
tb = Y2[1]
tc = Y2[2]

--> reabilitação do conversor AD

}

```

Bibliografia

- [1] P. Noy and S. R. Jones. Active filters in marine applications. *Proceedings of the IEE 2nd International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD)*, 2004.
- [2] N. J. Clarke. Marine electrical power systems,. *Proceedings of the IEE 2nd International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD)*, 2004.
- [3] L. A. Morán, J. W. Dixon, and R. R. Wallace. A three-phase active power filter operating with fixed switching frequency for reactive power and current harmonic compensation. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 42(4):402–408, Agosto 1995.
- [4] H. Akagi. New trends in active filters for improving power quality. *Proceedings of the International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems for Industrial Growth*, 1:417–425, 1996.
- [5] S. Bhattacharya, T. M. Frank, D. M. Divan, and B. Banerjee. Active filter system implementation. *IEEE Industry Applications Magazine*, pages 47–63, Setembro/Outubro 1998.
- [6] T. E. Núñez-Zúñiga and J. A. Pomilio. Shunt active power filters synthesizing resistive loads. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 17(2):273–278, Março 2002.
- [7] H. Akagi, Y. Kanazawa, and A. Nabae. Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-20(3):625–630, 1984.
- [8] H. Akagi, A. Nabae, and S. Atoh. Control strategy of active power filters using multiple voltage-source pwm converters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-22(3):460–465, 1986.
- [9] F. Z. Peng, G. W. Ott, and D. J. Adams. Harmonic and reactive power compensation based on the generalized instantaneous reactive power theory for three-phase four-wire systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 13(6):1174–1181, Novembro 1998.

- [10] F. Z. Peng and J.-S. Lai. Generalized instantaneous reactive power theory for three-phase power systems. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 45(1):293–297, Fevereiro 1996.
- [11] A. E. Emanuel. Powers in nonsinusoidal situations - a review of definitions and physical meaning. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 5(3):1377–1389, 1990.
- [12] M. A. Slonim and J. D. van Wyk. Power components in a system with sinusoidal and nonsinusoidal voltages and/or currents. *IEEE Proceedings - Electric Power Applications*, 135-B(2):76–84, 1988.
- [13] J. L. Willems, M. A. Slonim, and J. D. van Wyk. Comments on 'power components in a system with sinusoidal and nonsinusoidal voltages and/or currents'. *IEEE Proceedings - Electric Power Applications*, 137-B(5):334–336, 1990.
- [14] E. H. Watanabe, R. M. Stephan, and M. Aredes. New concepts of instantaneous active and reactive powers in electrical systems with generic loads. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 8(2):697–703, 1993.
- [15] H. Akagi, S. Ogasawara, and H. Kim. The theory of instantaneous power in three-phase four-wire systems: a comprehensive approach. *Conference Record of the 1999 IEEE Industry Applications Conference*, 1:431–439, Outubro 1999.
- [16] M. Aredes and E. H. Watanabe. New control algorithms for series and shunt three-phase four-wire active power filters. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 10(3):1649–1656, Julho 1995.
- [17] H. Kim and H. Akagi. The instantaneous power theory based on mapping matrices in three-phase four-wire systems. *Proceedings of the Power Conversion Conference (PCC)*, 1:361–366, Agosto 1997.
- [18] M. Depenbrock, V. Staudt, and H. Wrede. A concise assessment of original and modified instantaneous power theory applied to four-wire systems. *Proceedings of the Power Conversion Conference (PCC)*, 1:60–67, Abril 2002.
- [19] M. Rukonuzzaman and M. Nakaoka. Adaptive neural network based harmonic current compensation in active power filter. *Proceedings of the International Joint Conference on Neural Networks (IJCNN)*, 3:2281–2286, Julho 2001.
- [20] R. Elshatshat, M. Kazerani, and M. M. A. Salama. Modular approach to active power-line harmonic filtering. *Proceedings of the 29th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC)*, 1:223–228, Maio 1998.
- [21] J. R. Vazquez and P. Salmeron. Active power filter control using neural network technologies. *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, 150(2):139–145, Março 2003.
- [22] H. Akagi, Y. Tsukamoto, and A. Nabae. Analysis and design of an active power filter using quad-series voltage source pwm converters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 26(1):93–98, 1990.

- [23] M. Aredes, J. Hafner, and K. Heumann. Three-phase four-wire shunt active filter control strategies. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 12(2):311–318, Março 1997.
- [24] S. Bhattacharya and D. Divan. Synchronous frame based controller implementation for a hybrid series active filter system. *Conference Record of the 1995 IEEE Industry Applications Conference*, 3:2531–2540, Outubro 1995.
- [25] V. Soares, P. Verdelho, and G. D. Marques. A control method for active power filters under unbalanced non-sinusoidal conditions. *Proceedings of the IEE Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives*, pages 120–124, Setembro 1996.
- [26] P. Verdelho and G. D. Marques. Four wire active power filter control circuit with phase locked loop phase angle determination. *Proceedings of the IEE Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives*, pages 34–39, Setembro 1998.
- [27] V. Soares, P. Verdelho, and G. D. Marques. An instantaneous active and reactive current component method for active filters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 15(4):660–669, Julho 2000.
- [28] P. Mattavelli and S. Fasolo. A closed-loop selective harmonic compensation for active filters. *Proceedings of the 15th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 1:199–405, 2000.
- [29] F. P. Marafão, P. Mattavelli, S. Buso, and S. M. Deckmann. Repetitive-based control for selective active filters using discrete cosine transform. *VII Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência (COBEP)*, 2003.
- [30] S. Haykin. *Neural Networks - A Comprehensive Foundation*. Prentice Hall, 1999.
- [31] B. Widrow and R. Winter. Neural nets for adaptive filtering and adaptive pattern recognition. *Computer*, 21(3):25–39, Março 1988.
- [32] B. Widrow and M. A. Lehr. 30 years of adaptive neural networks: Perceptron, madaline, and backpropagation. *Proceedings of the IEEE*, 78(9):1415–1442, Setembro 1990.
- [33] M. T. Hagan, H. B. Demuth, and M. Beale. *Neural Network Design*. PWS Publishing Company, 1995.
- [34] S. Buso, L. Malesani, and P. Mattavelli. Comparison of current control techniques for active filter applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 45(5):722–729, Outubro 1998.
- [35] C.-T. Pan and T.-Y. Chang. An improved hysteresis current controller for reducing switching frequency. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 9(1):97–104, Janeiro 1994.

- [36] L. Malesani and P. Tenti. A novel hysteresis control method for current-controlled voltage-source pwm inverters with constant modulation frequency. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 26(1):88–92, Janeiro/Fevereiro 1990.
- [37] D. Wuest and F. Jenni. Space vector based current control schemes for voltage source inverters. *Proceedings of the 24th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC)*, pages 986–992, Junho 1993.
- [38] P. Verdelho. Space vector based current controller in $\alpha\beta 0$ coordinate system for the pwm voltage converter connected to the ac mains. *Proceedings of the 28th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC)*, 2:1115–1120, Junho 1997.
- [39] P. Verdelho and G. D. Marques. Four-wire current-regulated pwm voltage conveter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 45(5):761–770, Outubro 1998.
- [40] V. Soares and P. Verdelho. Voltage regulation system design for the four-wire voltage-converter with split DC link capacitor. *IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, 4:1091–1096, Julho 2002.
- [41] P. Verdelho and G. D. Marques. DC voltage regulator stability of PWM voltage rectifiers. *IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, 2:796–801, Junho 1996.
- [42] P. Verdelho and G. D. Marques. A neutral current electronic compensator. *Proceedings of the 24th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON)*, 2:831–836, Agosto/Setembro 1998.
- [43] L. Malesani, P. Mattavelli, and S. Buso. Dead-beat current control for active filters. *Proceedings of the 24th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 3:1859–1864, Agosto/Setembro 1998.
- [44] L. Malesani, P. Mattavelli, and S. Buso. Robust dead-beat current control for pwm rectifiers and active filters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 35(3):613–620, Maio/Junho 1999.
- [45] J. W. Dixon, S. Tepper, and L. Morán T. Analysis and evaluation of different modulation techniques for active power filters. *Proceedings of the 9th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2:894–900, Fevereiro 1994.
- [46] H. W. van der Broeck, H.-C. Skudelny, and G. V. Stanke. Analysis and realization of a pulsewidth modulator based on voltage space vectors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 24(1):142–150, Janeiro/Fevereiro 1988.
- [47] J. Holtz. Pulsewidth modulation - a survey. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 39(5):410–420, Dezembro 1992.

- [48] S. Buso. Digital control of three-phase dc/ac converters: Current control techniques., Universidade de Pádova, Itália, 1999.
- [49] C. Zhan, A. Arulampalam, and N. Jenkins. Four-wire dynamic voltage restorer based on a three-dimensional voltage space vector pwm algorithm. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 18(4):1093–1102, Julho 2003.
- [50] F. P. Marafão, S. M. Deckmann, J. A. Pomilio, and R. Q. Machado. Software-based PLL model: analysis and applications. *XV Congresso Brasileiro de Automática (CBA)*, 2004.